

Escuela Politécnica Superior

20
21

Trabajo fin de grado

Diseño de filtros paso banda utilizando superficies selectivas en frecuencia de grosor reducido con elementos capacitivos e inductivos rectangulares no resonantes



Jesús Zamarro Cerrada

Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
C/ Francisco Tomás y Valiente nº 11

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**



Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

TRABAJO FIN DE GRADO

**Diseño de filtros paso banda utilizando
superficies selectivas en frecuencia de grosor
reducido con elementos capacitivos e inductivos
rectangulares no resonantes**

Autor: Jesús Zamarro Cerrada

Tutor: Juan Córcoles Ortega

junio 2021

Todos los derechos reservados.

Queda prohibida, salvo excepción prevista en la Ley, cualquier forma de reproducción, distribución comunicación pública y transformación de esta obra sin contar con la autorización de los titulares de la propiedad intelectual.

La infracción de los derechos mencionados puede ser constitutiva de delito contra la propiedad intelectual (*arts. 270 y sgts. del Código Penal*).

DERECHOS RESERVADOS

© 19 de Junio de 2021 por UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID
Francisco Tomás y Valiente, nº 1
Madrid, 28049
Spain

Jesús Zamarro Cerrada

Diseño de filtros paso banda utilizando superficies selectivas en frecuencia de grosor reducido con elementos capacitivos e inductivos rectangulares no resonantes

Jesús Zamarro Cerrada

C\ Francisco Tomás y Valiente Nº 11

IMPRESO EN ESPAÑA – PRINTED IN SPAIN

AGRADECIMIENTOS

A Juan Córcoles, por su apoyo y su dedicación para el desarrollo de este proyecto.

Al profesorado de la Escuela Politécnica Superior de la UAM, por ayudarme a adquirir los conocimientos necesarios para afrontar el futuro con esperanza.

Y especialmente a mi familia, amigos y compañeros de clase, por su comprensión y su confianza.

RESUMEN

En este documento, se desarrolla un método para diseñar filtros paso banda utilizando superficies selectivas en frecuencia, consistentes en una estructura dieléctrica de varias capas entre las que se introducen metalizaciones. Las técnicas tradicionales, basadas en elementos resonantes, resultan en expresiones complicadas y estructuras gruesas. Para favorecer la simplificación, se trabaja únicamente con elementos no resonantes rectangulares, que emulan el comportamiento por separado de una bobina o un condensador.

Se parte de técnicas clásicas del diseño de filtros de radiofrecuencia para obtener modelos circuitales. A continuación, se aplican transformaciones hasta obtener circuitos formados únicamente por elementos no resonantes, con expresiones sencillas para el cálculo de sus valores. Posteriormente, se realiza una transformación del modelo circuital a su equivalente físico, formado por parches capacitivos, rejillas inductivas y sustratos dieléctricos.

Aplicando este desarrollo, se diseñan circuitos equivalentes para un filtro concreto y se obtienen las dimensiones físicas de la estructura. Finalmente, se comparan ambas respuestas en frecuencia.

Para el desarrollo del trabajo, se utilizarán scripts desarrollados por el estudiante, programas comerciales y software del grupo de investigación RFCAS basado en el método de los momentos.

PALABRAS CLAVE

Superficies selectivas en frecuencia, filtro paso banda, elementos no resonantes, circuito equivalente, radiofrecuencia

ABSTRACT

In this paper, bandpass filters are designed using frequency selective surfaces consisting of a multilayer dielectric structure with metallizations inserted between them. Traditional techniques, based on resonant elements, result in complicated expressions and thick structures. To simplify, a method is developed to use only rectangular non-resonant elements, which emulate the separate behavior of a coil or a capacitor.

Classical RF filter design techniques are applied to obtain circuit models. Then, transformations are performed to achieve circuits composed only of non-resonant elements, with simple expressions for the calculation of their values. Subsequently, a transformation of the circuit model to its physical equivalent, composed of capacitive patches, inductive grids and dielectric substrates, is performed.

Following this development, equivalent circuits are designed for a specific filter and the physical dimensions of the structure are obtained. Finally, both frequency responses are compared.

For the development of the project, scripts developed by the student, commercial applications and software of the RFCAS research group based on the method of moments will be used.

KEYWORDS

Frequency selective surfaces, band pass filter, non-resonant elements, equivalent circuit, radiofrequency

ÍNDICE

1	Introducción	1
1.1	Motivación	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Organización	2
2	Estado del arte	3
2.1	Superficies selectivas en frecuencia	3
2.2	Síntesis de filtros paso banda utilizando elementos no resonantes	4
3	Desarrollo del modelo circuital	5
3.1	Prototipo paso bajo	5
3.2	Transformación paso banda	6
3.3	Inversores de admitancia	7
3.3.1	Descripción y funcionamiento	7
3.3.2	Transformación del prototipo paso bajo	7
3.3.3	Diseño del filtro paso banda utilizando inversores de admitancia	9
3.3.4	Implementación utilizando el equivalente π con bobinas	10
3.3.5	Asociación de elementos del filtro paso banda	11
3.4	Transformación π -T	12
3.4.1	Transformación con elementos genéricos	12
3.4.2	Separación de bobinas	12
3.4.3	Transformación π -T del filtro paso banda	13
3.5	Parámetros de las líneas de transmisión	14
3.5.1	Relación entre sustratos dieléctricos y líneas de transmisión	14
3.5.2	Red equivalente LC de una línea de transmisión de longitud corta	15
3.5.3	Sustitución por la red equivalente en el filtro paso banda	15
3.5.4	Circuito con líneas de transmisión	15
3.5.5	Asociación de condensadores	16
3.6	Circuito final	17
4	Diseño de circuitos equivalentes	19
4.1	Introducción	19
4.2	Prototipo paso bajo	19
4.3	Transformación paso banda	20

4.4 Inversores de admitancia	20
4.4.1 Valores de los condensadores y las bobinas en paralelo	21
4.4.2 Resultados con elemento Chain	21
4.4.3 Resultados utilizando el equivalente π con bobinas	22
4.5 Transformación π -T	24
4.6 Circuito con líneas de transmisión	25
4.6.1 Estructura del circuito en ADS	25
4.6.2 Desplazamiento de frecuencia	25
4.6.3 Ajuste de las agrupaciones en paralelo de bobinas	26
4.7 Circuito final	27
5 Transformación del modelo circuital a la estructura física	29
5.1 Modelo físico	29
5.2 Dimensiones para el modelo físico	30
5.2.1 Tamaño de la celda unidad de la estructura	30
5.2.2 Transformación del modelo circuital al físico	30
5.2.3 Separación entre parches capacitivos	31
5.2.4 Anchura de las rejillas inductivas	31
5.2.5 Análisis de las estructuras	32
6 Diseño de una superficie selectiva en frecuencia con respuesta paso banda	33
6.1 Materiales utilizados	33
6.2 Primera aproximación	34
6.3 Optimización	35
6.3.1 Programa desarrollado para la optimización	35
6.3.2 Criterios utilizados para las modificaciones de valores	36
6.4 Resultado final y comparación	36
7 Conclusiones y trabajo futuro	39
7.1 Conclusiones	39
7.2 Trabajo futuro	39
Bibliografía	41

LISTAS

Lista de ecuaciones

3.1a	Pulsación de un circuito	6
3.1b	Pulsación de un filtro paso banda	6
3.1c	Ancho de banda fraccional de un filtro paso banda	6
3.2a	Bobina serie resultado de la transformación paso banda de un elemento inductivo	6
3.2b	Condensador serie resultado de la transformación paso banda de un elemento inductivo	6
3.3a	Bobina paralela resultado de la transformación paso banda de un elemento capacitivo	7
3.3b	Condensador paralelo resultado de la transformación paso banda de un elemento capacitivo	7
3.4	Admitancia vista a la entrada de un inversor de admitancia	7
3.5	Relación entre impedancias vistas al transformar una bobina serie por un condensador paralelo y dos inversores de admitancia	8
3.6a	Admitancia a la entrada del circuito de la figura 3.4(a)	8
3.6b	Admitancia a la entrada del circuito de la figura 3.4(b)	8
3.7	Valor de los inversores de admitancia	9
3.8	Condensadores paralelo en prototipo paso bajo usando inversores de admitancia	9
3.9	Valor de los inversores de admitancia del filtro paso banda	10
3.10	Valor de las bobinas paralelo en filtro paso banda con inversores de admitancia	10
3.11	Matriz ABCD del equivalente π con bobinas del inversor de admitancia	10
3.12	Valor de las bobinas del equivalente π del inversor de admitancia	10
3.13	Asociación de bobinas de la figura 3.7	11
3.14a	Asociación de bobinas de la figura 3.7 para $i = 1$	11
3.14b	Asociación de bobinas de la figura 3.7 para $i = N$	11
3.15a	Impedancia equivalente entre los nodos A y B de la figura 3.9	12
3.15b	Impedancia equivalente entre los nodos A y C de la figura 3.9	12
3.15c	Impedancia equivalente entre los nodos B y C de la figura 3.9	12
3.16a	Impedancia Z_1 tras la transformación π -T de elementos genéricos	12
3.16b	Impedancia Z_2 tras la transformación π -T de elementos genéricos	12
3.16c	Impedancia Z_3 tras la transformación π -T de elementos genéricos	12
3.17	Valor de cada bobina paralelo en el circuito en π de la figura 3.10	13
3.18a	Valor de la bobina paralelo del circuito en T de la figura 3.10	13
3.18b	Valor de la bobina serie izquierda del circuito en T de la figura 3.10	13
3.18c	Valor de la bobina serie derecha del circuito en T de la figura 3.10	13

3.19a	Valor de la bobina paralelo del circuito en T de la figura 3.10 para $i = 1$	13
3.19b	Valor de la bobina serie izquierda del circuito en T de la figura 3.10 para $i = 1$	14
3.19c	Valor de la bobina serie derecha del circuito en T de la figura 3.10 para $i = 1$	14
3.20a	Valor de la bobina paralelo del circuito en T de la figura 3.10 para $i = N - 1$	14
3.20b	Valor de la bobina serie izquierda del circuito en T de la figura 3.10 para $i = N - 1$. .	14
3.20c	Valor de la bobina serie derecha del circuito en T de la figura 3.10 para $i = N - 1$. . .	14
3.21a	Condensador paralelo en una red equivalente LC de una línea de transmisión de longitud corta	15
3.21b	Bobina serie en una red equivalente LC de una línea de transmisión de longitud corta	15
3.22	Longitud física de las líneas de transmisión del filtro paso banda	15
3.23	Impedancia característica de las líneas de transmisión	16
3.24	Asociación de condensadores en paralelo tras añadir la red equivalente LC de una línea de transmisión corta	17
3.25a	Asociación de condensadores en paralelo tras añadir la red equivalente LC de una línea de transmisión corta para $i = 1$	17
3.25b	Asociación de condensadores en paralelo tras añadir la red equivalente LC de una línea de transmisión corta para $i = N - 1$	17
5.1	Permitividad eléctrica absoluta de un material	31
5.2	Condensador paralelo del modelo circuital del filtro en función de los parámetros de la capa de parches	31
5.3	Separación entre parches capacitivos	31
5.4	Permeabilidad magnética absoluta de un material	31
5.5	Bobina paralelo del modelo circuital del filtro en función de los parámetros de la capa de rejillas	32
5.6	Anchura de la rejilla inductiva	32

Lista de figuras

2.1	Capas con elementos capacitivos e inductivos	4
3.1	Prototipo paso bajo de un filtro de orden impar comenzando por rama paralelo	5
3.2	Filtro paso banda de orden impar comenzando por rama paralelo	6
3.3	Inversor de admitancia	7
3.4	Trasformación de una bobina serie por un condensador paralelo usando inversores de admitancia	8
3.5	Prototipo paso bajo con inversores de admitancia y transformación a paso banda	9
3.6	Inversor J y su equivalente π con bobinas	10
3.7	Sustitución de inversores J por su equivalente π con bobinas	11

3.8	Asociación de elementos tras sustituir los inversores J por su equivalente π con bobinas	11
3.9	Circuitos en π y en T utilizando elementos genéricos	12
3.10	Transformación de circuito en π a circuito en T para el filtro paso banda (caso general)	13
3.11	Circuito en π para $i = 1$ y para $i = N - 1$	14
3.12	Red equivalente LC de una línea de transmisión de longitud corta	15
3.13	Transformación utilizando el circuito equivalente de una línea de transmisión corta	16
3.14	Asociación de condensadores en paralelo tras añadir la red equivalente LC de una línea de transmisión corta	17
3.15	Modelo circuital final para el filtro paso banda	17
4.1	Circuito de la transformación paso banda en ADS	20
4.2	Resultados tras la transformación paso banda en ADS	21
4.3	Circuito usando inversores de admitancia con el elemento Chain de ADS	22
4.4	Resultados para el circuito con inversores de admitancia usando el elemento Chain de ADS	22
4.5	Circuito con inversores de admitancia utilizando el equivalente π con bobinas en ADS	23
4.6	Resultados para el inversor de admitancia utilizando el equivalente π con bobinas	23
4.7	Circuito tras la transformación π -T en ADS	24
4.8	Resultados de la transformación π -T en ADS	24
4.9	Circuito con líneas de transmisión en ADS	25
4.10	Resultados tras desplazamiento en frecuencia	26
4.11	Resultados tras ajuste de las agrupaciones en paralelo de bobinas	27
4.12	Representación final del modelo circuital para el filtro paso banda	27
4.13	Respuesta en frecuencia final del filtro paso banda con el modelo circuital	28
5.1	Parches capacitivos y rejillas inductivas para el filtro paso banda	29
6.1	Valores de constante dieléctrica y tangente de pérdidas a 10 GHz del material Cer-10	33
6.2	Resultados de la primera aproximación del filtro usando el método de los momentos	35
6.3	Dimensiones finales de las celdas unidad de las capas de parches capacitivos y rejillas inductivas del filtro paso banda	37
6.4	Atenuación del filtro paso banda usando el modelo circuital y el método de los momentos	38
7.1	Ejemplos de celdas unidad para elementos resonantes	40

Lista de tablas

4.1	Orden del filtro, frecuencia central, ancho de banda fraccional y constante dieléctrica para el diseño del circuito equivalente	19
-----	---	----

4.2	Parámetros del prototipo normalizado paso bajo de Chebychev de orden 3 con rizado de 0.1 dB	20
4.3	Bobinas y condensadores tras la transformación paso banda	20
4.4	Valores de los condensadores y bobinas del filtro paso banda tras introducir los inversores de admitancia	21
4.5	Valores para el equivalente π con bobinas	22
4.6	Parámetros de la transformación π -T	24
4.7	Valores de los elementos del circuito tras el desplazamiento en frecuencia	26
4.8	Ajuste de las agrupaciones en paralelo de bobinas	26
4.9	Valores de los elementos del circuito equivalente final	28
5.1	Número de capas del filtro según su orden	30
6.1	Especificaciones de los materiales utilizados para la simulación electromagnética con el software MoM	34
6.2	Primera aproximación para la separación entre parches y anchura de la rejilla	34
6.3	Dimensiones finales para el filtro paso banda	36
6.4	Comparación de dimensiones entre la primera aproximación y el modelo final	37

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presentan los motivos que han llevado a la realización de este trabajo, los objetivos que se persiguen y la organización por capítulos del documento.

1.1. Motivación

Las superficies selectivas en frecuencia son estructuras que han tenido un gran desarrollo durante los últimos años. Se utilizan para aplicaciones en satélites, radares, nuevas comunicaciones o militares.

Uno de sus usos más frecuentes es la fabricación de filtros paso banda. Las técnicas más tradicionales estaban basadas en estructuras resonantes, bien con elementos concentrados o con resonadores distribuidos. Sin embargo, los diseños de estos filtros, para un orden elevado, daban lugar a estructuras gruesas y pesadas. Además, las expresiones utilizadas para el cálculo de las dimensiones de las metalizaciones son complejas para las celdas unidad más comunes, con diversos factores de corrección que dificultan su comprensión.

Para facilitar el diseño de estos filtros, se realiza otra aproximación al problema. En lugar de usar elementos resonantes, se utilizan únicamente estructuras rectangulares no resonantes, como parches y rejillas, que permiten emular el comportamiento de un condensador o de una bobina aislada. Las ecuaciones resultantes son de menor complejidad y más flexibles. Por otra parte, estas superficies selectivas en frecuencia son mucho más delgadas que las tradicionales y tienen mejor comportamiento para distintos ángulos de incidencia.

1.2. Objetivos

En este trabajo se partirá de los conocimientos adquiridos en el grado (especialmente en las asignaturas de la rama de radiofrecuencia y de programación) para diseñar filtros paso banda con superficies selectivas en frecuencia delgadas formadas por elementos capacitivos e inductivos no resonantes.

Se aplicarán transformaciones clásicas del diseño de filtros para obtener un modelo circuital para

un filtro paso banda, únicamente formado por condensadores, bobinas y líneas de transmisión cortas. Esta fase es necesaria para la posterior transformación a la estructura física, que tiene una equivalencia directa con los distintos elementos del circuito.

Además del detallado desarrollo presentado en el trabajo, desde el prototipo paso bajo de Chebyshev hasta la definición de las dimensiones físicas de los elementos de cada capa, se busca diseñar un filtro paso banda concreto y simular su respuesta en frecuencia, tanto para los circuitos equivalentes como para la estructura física.

Debido a las particularidades del diseño, se desarrollan scripts para crear los circuitos y superficies, realizar simulaciones y representar y comparar resultados, entre otras funciones. También se usará software comercial y software propio del grupo de investigación basado en el método de los momentos espectral aplicado a este problema electromagnético.

1.3. Organización

Este trabajo de fin de grado se ha estructurado en distintos capítulos.

En el capítulo 2, se presentan las superficies selectivas en frecuencia y el método generalizado para la síntesis de filtros paso banda utilizando elementos rectangulares no resonantes.

En el capítulo 3, se explica el desarrollo realizado para obtener el modelo circuital de un filtro paso banda de orden genérico.

En el capítulo 4, se diseñan circuitos equivalentes para un filtro concreto, aplicando los conocimientos adquiridos en el capítulo anterior y usando software comercial y scripts desarrollados para las simulaciones.

En el capítulo 5, se transforma el circuito diseñado a la estructura física equivalente.

En el capítulo 6, se utiliza software del grupo RFCAS basado en el método de los momentos y scripts desarrollados para simular la estructura completa y comparar los resultados con los del circuito equivalente.

Finalmente, en el capítulo 7 se muestran las conclusiones y el trabajo futuro.

ESTADO DEL ARTE

El objetivo de este capítulo es introducir el concepto clave sobre el que se desarrollará este trabajo: las superficies selectivas en frecuencia. Por otra parte, se presentará el método generalizado para la síntesis de filtros paso banda con elementos no resonantes, tanto para su modelo circuital como para el proceso que da lugar a las dimensiones de la estructura física.

2.1. Superficies selectivas en frecuencia

Las superficies selectivas en frecuencia (*FSS* en inglés) son estructuras bidimensionales de elementos metálicos, como parches o aperturas, sobre materiales dieléctricos. Funcionan gracias a los fenómenos de transmisión, absorción y reflexión de campos electromagnéticos.

Estas superficies no solo actúan como filtros tradicionales paso banda, de rechazo de banda, paso bajo o paso alto, sino que también dependen de otros factores como el ángulo de incidencia o la polarización de las ondas incidentes.

Gracias a su gran versatilidad, las aplicaciones de las superficies selectivas en frecuencia abarcan ámbitos tan diversos como el aeroespacial o el médico [1]. Por ejemplo, se usan en la puerta de un microondas, garantizando la seguridad del usuario pero permitiendo ver lo que ocurre en su interior, o para reducir la sección equivalente de radar en recubrimientos de antenas.

Además de su estructura física, otra forma de caracterizar estas superficies es mediante sus equivalentes circuitales. Se buscan relaciones entre las distintas capas y elementos de un circuito y se logran simulaciones mucho más rápidas.

2.2. Síntesis de filtros paso banda utilizando elementos no resonantes

Una de las aplicaciones más frecuentes de este tipo de estructuras es el diseño de filtros paso banda.

Para conseguir una atenuación suficiente fuera de la banda de paso, es necesario aumentar el orden del filtro. Con los sistemas tradicionales de diseño, el grosor obtenido es relativamente alto e incompatible con muchas aplicaciones. Sin embargo, durante los últimos años han aparecido distintas técnicas para diseñar filtros paso banda utilizando superficies selectivas en frecuencia de grosor reducido, unas 10 veces menor que con métodos tradicionales [2]. Una de las consecuencias es la gran estabilidad de su respuesta en frecuencia frente al ángulo de incidencia.

Las estructuras que se diseñan en este trabajo son como las que aparecen en la figura 2.1. Están compuestas únicamente por elementos capacitivos e inductivos no resonantes. En primer lugar, se utiliza una capa de parches capacitivos como la de la figura 2.1(a). Sobre esta capa se coloca un sustrato dieléctrico con un grosor determinado para separar una capa metálica de otra. A continuación, la nueva capa será una rejilla inductiva como la de la figura 2.1(b). Esta estructura se repite un número de veces determinado por el orden del filtro. Siempre se alternan las capas de parches capacitivos y las de rejillas inductivas, con sustratos dieléctricos como separación, y la última capa será siempre de parches. La única condición imprescindible es que el tamaño de la celda unidad en todas las capas metálicas sea igual. No obstante, la separación entre parches, la anchura de las rejillas y el grosor de los sustratos dieléctricos pueden ser distintos para cada capa.

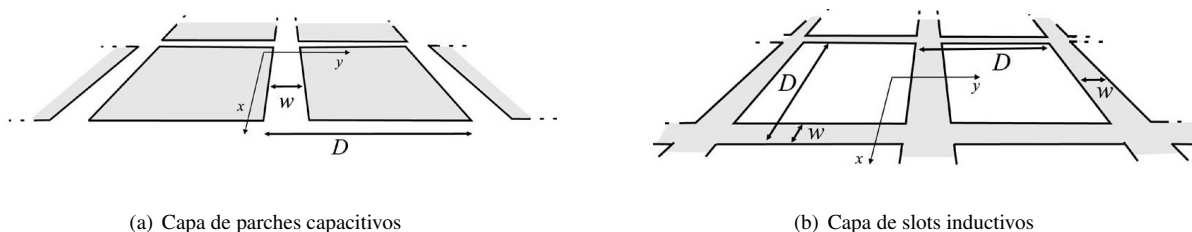


Figura 2.1: Capas no resonantes para el diseño del filtro paso banda. Extraído de [3].

Sin embargo, para obtener unas dimensiones aproximadas para esta estructura física, es necesario realizar un proceso de diseño de un modelo circuital y circuitos equivalentes. En primer lugar, para modelar las capas de parches capacitivos se utilizan condensadores en paralelo. A continuación, se colocan líneas de transmisión cortas que actúan en el modelo circuital como sustrato dieléctrico entre capas metálicas. Por último, se usan bobinas para modelar las capas de rejilla inductiva. Además, en los extremos del circuito se usan dos líneas de transmisión de longitud semi-infinita para modelar el medio que rodea a esta estructura [2]. Para llegar a obtener un circuito equivalente con estas características se pueden seguir diferentes estrategias, siendo necesarias numerosas transformaciones.

DESARROLLO DEL MODELO CIRCUITAL

En este capítulo se explica el método desarrollado para el diseño de filtros paso banda de orden N impar. Se parte del prototipo paso bajo y se transforma a paso banda con el ancho de banda deseado. De acuerdo con la estructura en capas de este filtro con superficies selectivas en frecuencia, se utilizan inversores de admitancia para colocar todos los elementos en paralelo. Tras implementar los inversores con su equivalente π usando bobinas, se asocian elementos y se realizan transformaciones π -T. Por último, se convierte el circuito para incluir líneas de transmisión cortas. Este desarrollo dará lugar a los valores necesarios para obtener las dimensiones aproximadas de la estructura física.

3.1. Prototipo paso bajo

El primer paso para diseñar el prototipo paso bajo es la elección del orden N . Este trabajo estará centrado en la creación de filtros con N impar, donde $g_0 = g_{N+1} = 1$, y se pueden realizar simplificaciones. Además, al comenzar con un prototipo normalizado paso bajo de Chebychev de orden impar, el circuito puede ser simétrico y puede estar acabado por la impedancia nominal. No obstante, el procedimiento desarrollado en el capítulo 3 sería muy similar para cualquier orden.

Respecto a la estructura inicial del circuito, se empieza por un elemento en paralelo para reducir el número de transformaciones necesarias en los siguientes pasos.

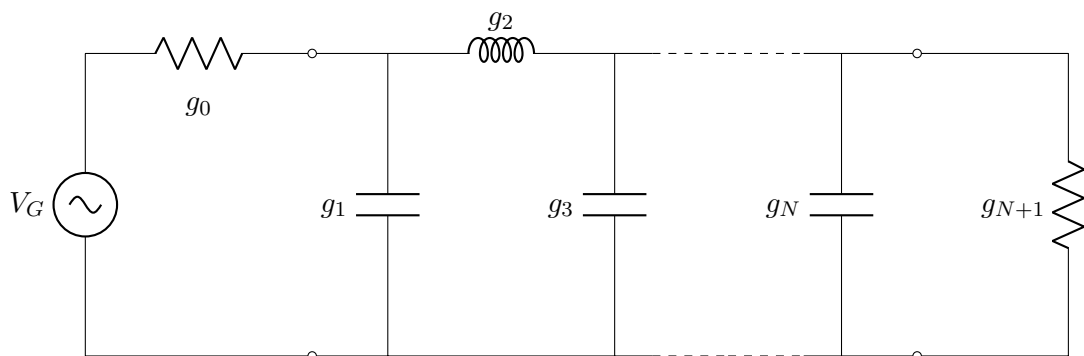


Figura 3.1: Prototipo paso bajo de un filtro de orden impar comenzando por rama paralelo

Para la obtención de los valores de g , se pueden usar las tablas con los parámetros del prototipo normalizado, que se encuentran en [4] y en otras referencias, o se pueden usar fórmulas para cualquier orden o rizado.

3.2. Transformación paso banda

El prototipo paso bajo puede ser convertido en un filtro paso banda utilizando transformaciones de frecuencia e impedancia [5].

La forma más sencilla de definir el rango de frecuencias para el filtro es tomando ω_1 como extremo inferior de la banda y ω_2 como extremo superior. ω_0 se calcula con la ecuación 3.1b. A partir de los valores obtenidos, se obtiene el ancho de banda fraccional del filtro con la expresión 3.1c.

$$\omega = 2\pi f \quad (3.1a)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (3.1b)$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (3.1c)$$

A continuación, se transforma la figura 3.1 a paso banda. Para el diseño de este filtro paso banda, $g_0 = g_{N+1} = 1$.

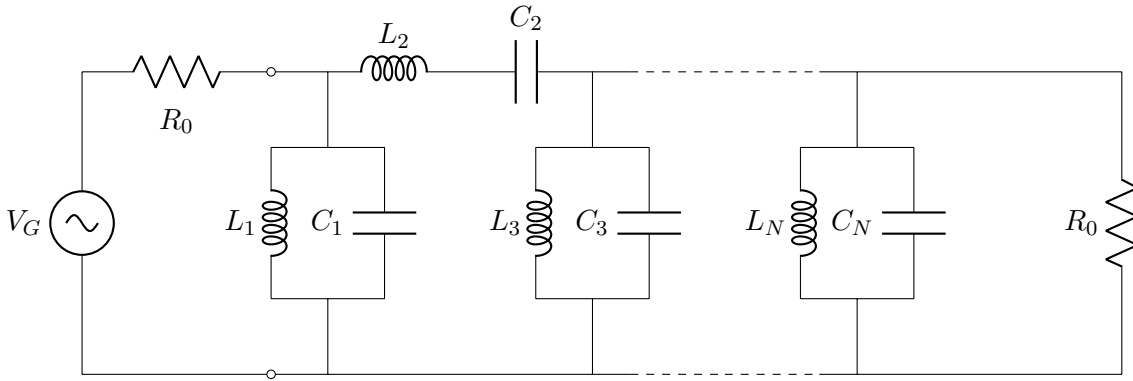


Figura 3.2: Filtro paso banda de orden impar comenzando por rama paralelo

Realizando las transformaciones correspondientes, se obtienen los valores para los elementos en serie con las ecuaciones 3.2a y 3.2b.

$$L_{si} = \frac{g_i R_0}{\omega_0 \Delta} \quad (3.2a)$$

$$C_{si} = \frac{\Delta}{\omega_0 g_i R_0} \quad (3.2b)$$

Del mismo modo, los valores de los elementos en paralelo se calculan con las expresiones 3.3a y 3.3b.

$$L_{pi} = \frac{\Delta R_0}{\omega_0 g_i} \quad (3.3a)$$

$$C_{pi} = \frac{g_i}{\omega_0 \Delta R_0} \quad (3.3b)$$

3.3. Inversores de admitancia

3.3.1. Descripción y funcionamiento

Para este diseño de un filtro paso banda utilizando superficies selectivas en frecuencia, es necesario utilizar únicamente elementos capacitivos e inductivos en paralelo. En el paso anterior, existen asociaciones de bobinas y condensadores en serie que deben ser transformadas.

Para lograr este objetivo, se utilizarán inversores de admitancia que, para cualquier frecuencia, producen que una admitancia Y_L conectada al inversor sea vista en el puerto contrario del inversor como otra admitancia Y con el valor de la ecuación 3.4.

$$Y = \frac{J^2}{Y_L} \quad (3.4)$$

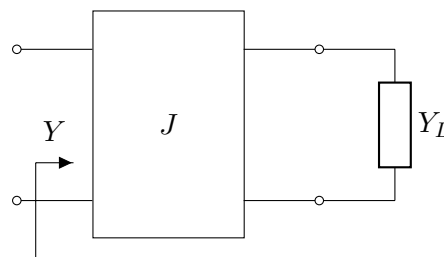


Figura 3.3: Inversor de admitancia

3.3.2. Transformación del prototipo paso bajo

En primer lugar, se parte del diseño del prototipo paso bajo, donde todos los elementos capacitivos están colocados en paralelo y todos los elementos inductivos están en serie. Se sabe que una bobina en serie es equivalente a un condensador en paralelo con un inversor J en cada terminal [6].

Para obtener el valor que deben tener los inversores de admitancia, se compara el circuito original, con bobinas en serie, y el nuevo circuito, con las bobinas transformadas en condensadores en paralelo e inversores a ambos lados.

Para simplificar los cálculos, se analiza solo una pequeña parte. Este sistema está demostrado en la referencia [6] usando inversores de impedancia. Se realiza un procedimiento similar con inversores de admitancia y, en el capítulo 4, se comprobará con un caso práctico que los cálculos son correctos. Para el circuito original, representado en la figura 3.4(a), se cortocircuita después de la bobina. Para el circuito transformado, representado en la figura 3.4(b), se abre el circuito tras el condensador C_{i+1} . En ambos casos, se elimina la dependencia con el resto de elementos del circuito y se puede realizar un análisis sencillo al estar todos los componentes en paralelo.

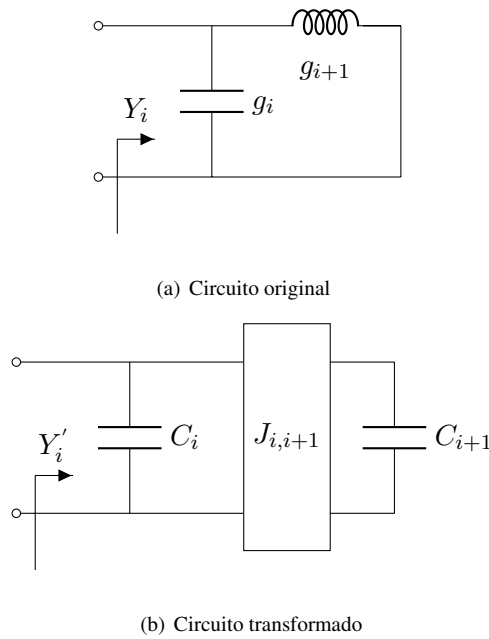


Figura 3.4: Trasformación de una bobina serie por un condensador paralelo usando inversores de admitancia

La admitancia Y'_i vista en la figura 3.4(b) debe ser exactamente la misma que Y_i en la figura 3.4(a), salvo por un factor de escala:

$$Y'_i = \frac{C}{g_i} Y_i \quad (3.5)$$

Analizando cada circuito por separado y utilizando la ecuación 3.4, se obtienen las expresiones 3.6a y 3.6b.

$$Y_i = j\omega g_i - \frac{j}{\omega g_{i+1}} \quad (3.6a)$$

$$Y_i' = j\omega C_i - \frac{jJ_{i,i+1}^2}{\omega C_{i+1}} \quad (3.6b)$$

Sustituyendo 3.6a y 3.6b en la ecuación 3.5, se obtiene la expresión final para los inversores de admitancia:

$$J_{i,i+1} = \sqrt{\frac{C_i C_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad (3.7)$$

3.3.3. Diseño del filtro paso banda utilizando inversores de admitancia

Gracias a la ecuación 3.7, se diseña un circuito con todos los elementos en paralelo, utilizando condensadores e inversores de admitancia. Estos inversores solo se colocarán entre los condensadores en paralelo de la figura 3.5(a). Sin embargo, es necesario realizar un paso adicional para obtener un circuito que actúe como filtro paso banda.

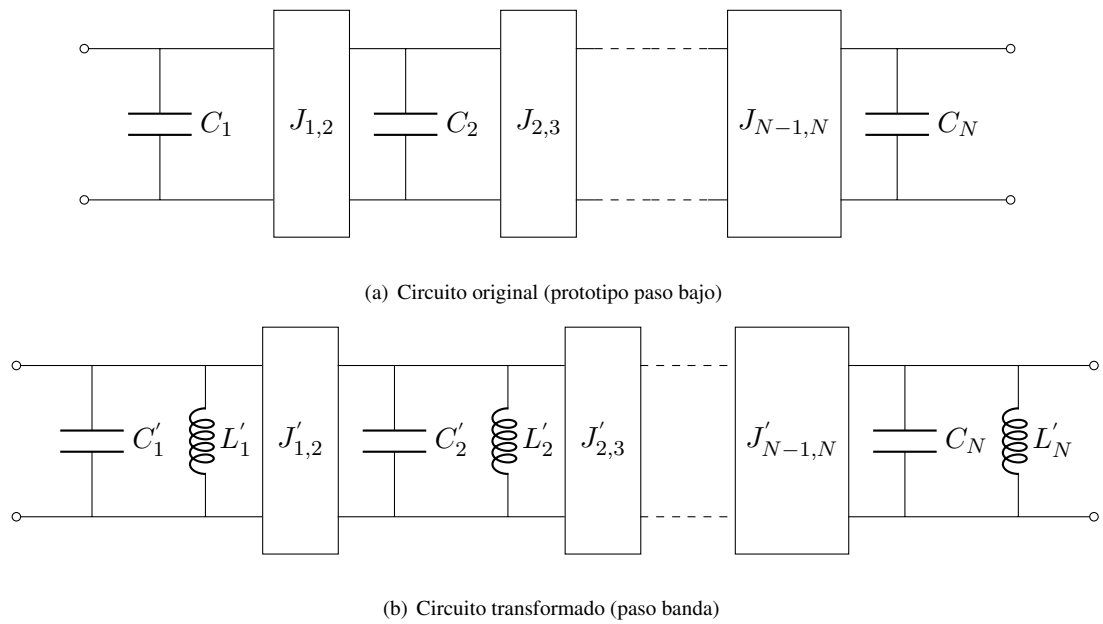


Figura 3.5: Prototipo paso bajo con inversores de admitancia y transformación a paso banda

Utilizando las expresiones 3.3a y 3.3b, se logra transformar los condensadores en paralelo en asociaciones de condensadores y bobinas. Concretamente, sabiendo que C_i (figura 3.5(a)) es igual que C'_i (figura 3.5(b)), salvo por un factor de escala, se puede obtener el valor de C_i con la ecuación 3.8.

$$C_i = C'_i \Delta\omega_0 \quad (3.8)$$

Sustituyendo la expresión 3.8 en la ecuación 3.7, se obtiene el valor de los inversores de admitancia J'_i en función de cada g y de los condensadores en paralelo del nuevo circuito:

$$J'_{i,i+1} = \Delta\omega_0 \sqrt{\frac{C'_i C'_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad (3.9)$$

Aunque el valor de los condensadores sea de libre elección, en el capítulo 4 se comprobará que esta decisión influirá en el comportamiento final del filtro.

Por último, simplificando la ecuación 3.3a, se obtiene una expresión para las bobinas en paralelo L'_i únicamente en función de ω_0 y del valor del condensador de su rama:

$$L'_i = \frac{1}{\omega_0^2 C'_i} \quad (3.10)$$

3.3.4. Implementación utilizando el equivalente π con bobinas

Aunque se ha analizado el inversor J de admitancia desde el punto de vista teórico, es necesario implementarlo usando elementos capacitivos o inductivos. Entre las opciones que existen, se decide usar el circuito equivalente π con bobinas:

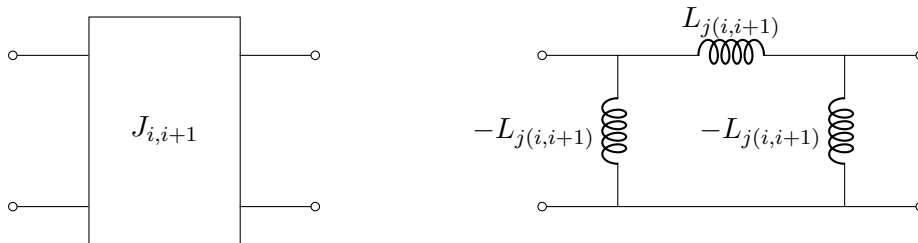


Figura 3.6: Inversor J y su equivalente π con bobinas

La matriz ABCD de este circuito se define en la expresión 3.11.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j\omega L_{j(i,i+1)} \\ \frac{j}{\omega L_{j(i,i+1)}} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

A partir de la matriz ABCD de un circuito en π genérico y de la ecuación 3.11, se obtiene el valor de las bobinas.

$$L_{j(i,i+1)} = \frac{1}{J_{i,i+1}\omega} \quad (3.12)$$

3.3.5. Asociación de elementos del filtro paso banda

Una vez obtenido el equivalente correspondiente para este diseño del filtro paso banda, se sustituyen los inversores de la figura 3.5(b) por las bobinas.

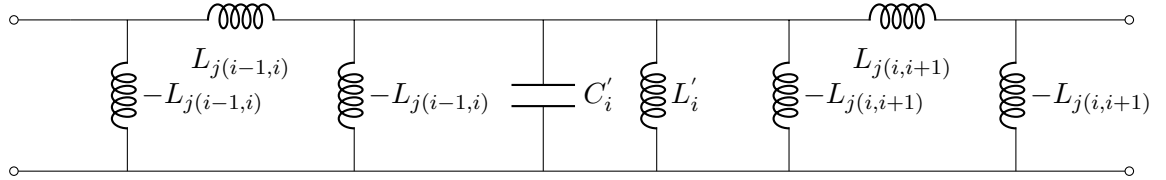


Figura 3.7: Sustitución de inversores J por su equivalente π con bobinas

En la figura 3.7 es posible realizar una asociación de bobinas para simplificar el circuito. Se realiza el paralelo de L'_i con las dos bobinas resultantes de usar el circuito equivalente π con bobinas del inversor de admitancia, $-L_{j(i-1,i)}$ y $-L_{j(i,i+1)}$:

$$L_{pi} = \left(\frac{1}{L'_i} - \frac{1}{L_{j(i-1,i)}} - \frac{1}{L_{j(i,i+1)}} \right)^{-1} \quad (3.13)$$

Como se puede observar en la figura 3.5(b), para L_1 y L_N , al existir únicamente una bobina en paralelo usando el equivalente π , la ecuación para el cálculo de las bobinas L_{p1} y L_{pN} cambia ligeramente.

$$L_{p1} = \left(\frac{1}{L'_1} - \frac{1}{L_{j(1,2)}} \right)^{-1} \quad (3.14a)$$

$$L_{pN} = \left(\frac{1}{L'_N} - \frac{1}{L_{j(N-1,N)}} \right)^{-1} \quad (3.14b)$$

En el capítulo 4.4.3 se comprobará que el valor resultante de las ecuaciones 3.13, 3.14a y 3.14b será el punto de partida para un ajuste manual.

El circuito obtenido tras esta transformación se muestra en la figura 3.8.

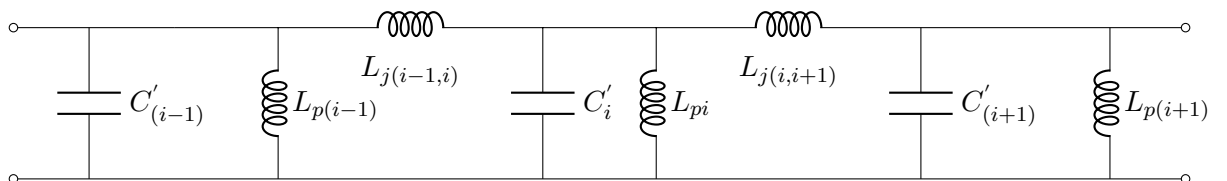


Figura 3.8: Asociación de elementos tras sustituir los inversores J por su equivalente π con bobinas

3.4. Transformación π -T

Si en el circuito de la figura 3.8 se separan las bobinas L_{pi} en dos en paralelo con un valor equivalente, se podrían realizar grupos de bobinas en π . Para continuar con el diseño del filtro paso banda, es necesario transformar estos grupos en π en asociaciones en T .

3.4.1. Transformación con elementos genéricos

Para que los 2 circuitos de la figura 3.9 sean equivalentes, las impedancias Z_{AB} , Z_{AC} y Z_{BC} tienen que coincidir en ambos. En las ecuaciones 3.15a, 3.15b y 3.15c, se igualan los términos dos a dos.

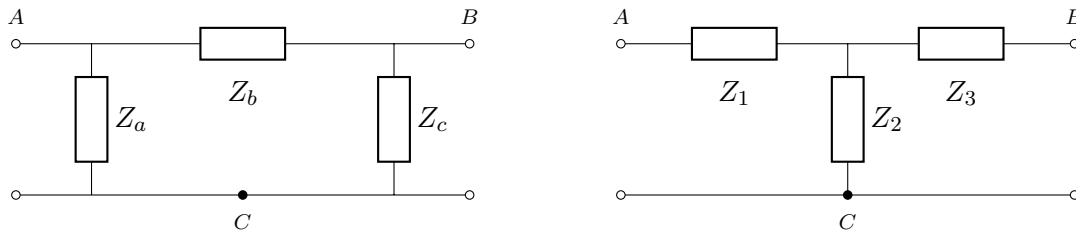


Figura 3.9: Circuitos en π (izquierda) y en T (derecha) utilizando elementos genéricos

$$Z_{AB} = \frac{Z_b(Z_a + Z_c)}{Z_a + Z_b + Z_c} = Z_1 + Z_3 \quad (3.15a)$$

$$Z_{AC} = \frac{Z_a(Z_b + Z_c)}{Z_a + Z_b + Z_c} = Z_1 + Z_2 \quad (3.15b)$$

$$Z_{BC} = \frac{Z_c(Z_a + Z_b)}{Z_a + Z_b + Z_c} = Z_2 + Z_3 \quad (3.15c)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones y despejando Z_1 , Z_2 y Z_3 , se obtienen las ecuaciones 3.16a, 3.16b y 3.16c.

$$Z_1 = \frac{Z_a Z_b}{Z_a + Z_b + Z_c} \quad (3.16a)$$

$$Z_2 = \frac{Z_b Z_c}{Z_a + Z_b + Z_c} \quad (3.16b)$$

$$Z_3 = \frac{Z_a Z_c}{Z_a + Z_b + Z_c} \quad (3.16c)$$

3.4.2. Separación de bobinas

En el filtro paso banda diseñado en la sección 3.3.5, no se puede realizar una transformación π -T directa. Las bobinas paralelo fruto del equivalente del inversor de admitancia formarían parte de dos

transformaciones distintas. Se puede comprobar fácilmente observando la bobina L_{pi} de la figura 3.8, que estaría dentro tanto del circuito en π formado por $L_{p(i-1)}$, $L_{j(i-1,i)}$ y L_{pi} como del constituido por las bobinas L_{pi} , $L_{j(i,i+1)}$ y $L_{p(i+1)}$.

Dos bobinas en paralelo tienen una impedancia equivalente a la mitad de una de ellas. Para que el paralelo de las dos nuevas bobinas sea equivalente al de la bobina original, el valor de los nuevos elementos debe ser el doble del anterior:

$$L_{mi} = 2L_{pi} \quad (3.17)$$

3.4.3. Transformación π -T del filtro paso banda

Reemplazando los elementos genéricos de la figura 3.9 por las bobinas correspondientes y sustituyendo 3.17 en las ecuaciones 3.16, se obtienen las expresiones 3.18a, 3.18b y 3.18c, que relacionan las bobinas del circuito en π con las del circuito en T .

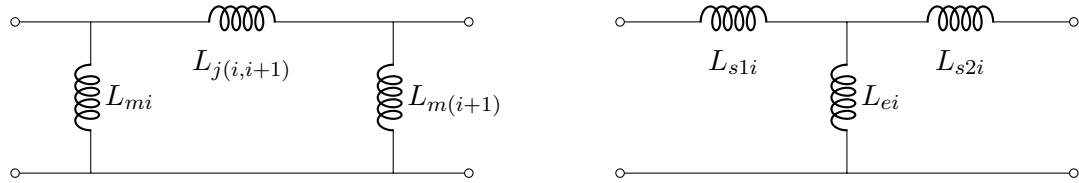


Figura 3.10: Transformación de circuito en π a circuito en T para el filtro paso banda (caso general)

$$L_{ei} = \frac{4L_{pi}L_{p(i+1)}}{L_{j(i,i+1)} + 2L_{pi} + 2L_{p(i+1)}} \quad (3.18a)$$

$$L_{s1i} = \frac{2L_{pi}L_{j(i,i+1)}}{L_{j(i,i+1)} + 2L_{pi} + 2L_{p(i+1)}} \quad (3.18b)$$

$$L_{s2i} = \frac{2L_{p(i+1)}L_{j(i,i+1)}}{L_{j(i,i+1)} + 2L_{pi} + 2L_{p(i+1)}} \quad (3.18c)$$

Mientras que las ecuaciones anteriores son válidas para los casos descritos en la sección 3.4.2, no pueden ser aplicadas para los elementos situados en los extremos del circuito del filtro paso banda. Si $i = 1$ o $i = N - 1$, el circuito en π correspondiente se muestra en la figura 3.11, donde no siempre se utiliza L_{pi} o $L_{p(i+1)}$ para el cálculo.

Para $i = 1$, las expresiones para calcular el valor de las bobinas del circuito en T son 3.19a, 3.19b y 3.19c.

$$L_{e1} = \frac{2L_{p1}L_{p2}}{L_{j(1,2)} + L_{p1} + 2L_{p2}} \quad (3.19a)$$

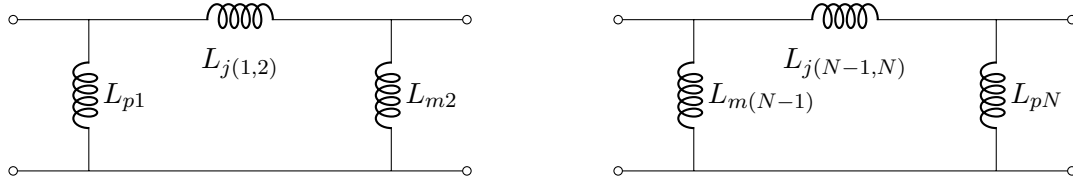


Figura 3.11: Circuito en π para $i = 1$ (izquierda) y para $i = N - 1$ (derecha)

$$L_{s11} = \frac{L_{p1} L_{j(1,2)}}{L_{j(1,2)} + L_{p1} + 2L_{p2}} \quad (3.19b)$$

$$L_{s21} = \frac{2L_{p2} L_{j(1,2)}}{L_{j(1,2)} + L_{p1} + 2L_{p2}} \quad (3.19c)$$

Para $i = N - 1$, se obtienen expresiones similares con el mismo procedimiento.

$$L_{e(N-1)} = \frac{2L_{p(N-1)} L_{pN}}{L_{j(N-1,N)} + 2L_{p(N-1)} + 2L_{pN}} \quad (3.20a)$$

$$L_{s1(N-1)} = \frac{2L_{p(N-1)} L_{j(N-1,N)}}{L_{j(N-1,N)} + 2L_{p(N-1)} + 2L_{pN}} \quad (3.20b)$$

$$L_{s2(N-1)} = \frac{L_{pN} L_{j(N-1,N)}}{L_{j(N-1,N)} + 2L_{p(N-1)} + 2L_{pN}} \quad (3.20c)$$

3.5. Parámetros de las líneas de transmisión

El último paso necesario para llegar al circuito final es añadir líneas de transmisión de longitud corta equivalentes a los sustratos dieléctricos que separan las capas con elementos capacitivos e inductivos.

3.5.1. Relación entre sustratos dieléctricos y líneas de transmisión

Los sustratos dieléctricos están definidos por su permitividad eléctrica y su permeabilidad magnética. Un sustrato dieléctrico indefinido por el que viaja una onda plana se puede representar circuitalmente como una línea de transmisión. Por este motivo, aunque se trate del modelo circuital, en esta sección los valores de algunas bobinas y condensadores dependerán de \mathcal{E} y de μ .

Para definir una línea de transmisión, es necesario conocer la impedancia característica y la longitud eléctrica. Por tanto, las expresiones 3.22 y 3.23 del modelo circuital también dependen de las características del sustrato.

3.5.2. Red equivalente LC de una línea de transmisión de longitud corta

Según [2], si la longitud eléctrica de una línea de transmisión es pequeña, como ocurre en los filtros paso banda que se pueden diseñar con el procedimiento explicado en este trabajo, se puede sustituir la línea por el modelo equivalente que aparece en la figura 3.12.

En el capítulo 6, se explicarán las implicaciones que tienen estos valores para el correcto funcionamiento del filtro con el método de los momentos.

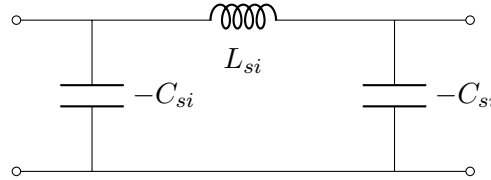


Figura 3.12: Red equivalente LC de una línea de transmisión de longitud corta

Los valores correspondientes de C_{si} y L_{si} vienen definidos por las expresiones 3.21a y 3.21b.

$$C_{si} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{ri} h_{si}}{2} \quad (3.21a)$$

$$L_{si} = \mu_0 \mu_{ri} h_{si} \quad (3.21b)$$

3.5.3. Sustitución por la red equivalente en el filtro paso banda

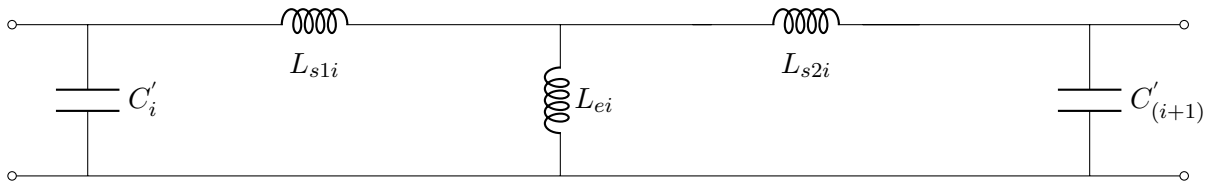
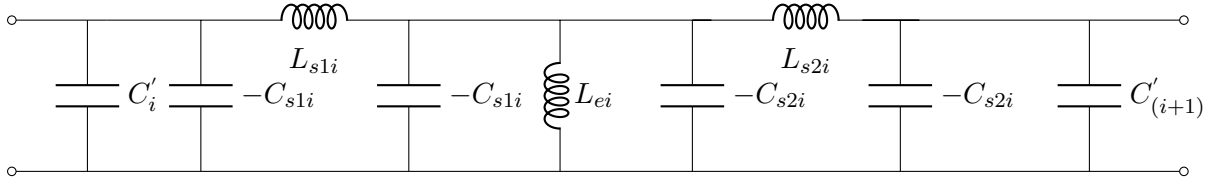
En la figura 3.13(a) se muestra cuál es la situación de una parte del circuito tras las transformaciones π -T de la sección 3.4.3. Por otra parte, en la figura 3.13(b) se muestra cuáles serían los elementos del circuito necesarios para poder realizar la transformación a líneas de transmisión cortas.

Para facilitar el diseño del filtro paso banda y sabiendo que el valor es prácticamente despreciable, no se tendrán en cuenta los condensadores C_{si} que están situados en paralelo a las bobinas L_{ei} . En la sección 4.6, se comprobará que es necesario realizar un reajuste manual de los valores del filtro para recuperar la respuesta en frecuencia deseada debido a esta y a otras aproximaciones.

3.5.4. Circuito con líneas de transmisión

Una vez calculados todos los parámetros anteriores, solo falta definir dos parámetros de las líneas de transmisión: sus longitudes físicas y sus impedancias características.

Utilizando $n = 1$ si se trata de la rama izquierda de un circuito en T o $n = 2$ si es la rama derecha, se puede aplicar la ecuación 3.22 para obtener h_{ni} conociendo L_{ni} y la permeabilidad magnética relativa [2]:

(a) Circuito después de la transformación π -T

(b) Circuito después de añadir la red equivalente LC de una línea de transmisión corta

Figura 3.13: Transformación utilizando el circuito equivalente de una línea de transmisión corta

$$h_{ni} = \frac{L_{ni}}{\mu_0 \mu_r} \quad (3.22)$$

El diseño del filtro paso banda tendrá la misma μ_r para todos los elementos, aunque teóricamente podría ser distinta.

Para el cálculo de la impedancia característica de las líneas, se usa la ecuación 3.23. Al tratarse de ondas planas que viajan por un sustrato semi-infinito, la impedancia característica de la línea será la del medio, teniendo en cuenta la constante dieléctrica. En el caso del vacío, Z_0 será aproximadamente 377Ω .

$$Z_{ni} = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.23)$$

3.5.5. Asociación de condensadores

Una vez aplicada la transformación en el circuito del filtro paso banda, se puede simplificar asociando condensadores. Aunque en la figura 3.13(b) no se aprecia a simple vista al mostrarse únicamente una pequeña parte del circuito, si se sigue desarrollando hacia cualquiera de los extremos se observa que se puede realizar una asociación de 3 condensadores para cada valor de i (entre 1 y $N - 1$). Esta asociación en paralelo se muestra en la figura 3.14.

Cada condensador C_{ei} fruto de esta asociación es calculado a partir del valor de C'_i , despejando la ecuación 3.8, y de $C_{s2(i-1)}$ y C_{s1i} , utilizando la expresión 3.21a. Para el diseño de este filtro paso banda, se particulariza esta última ecuación porque la constante dieléctrica ϵ_r será la misma para

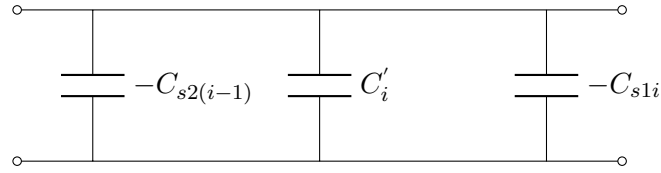


Figura 3.14: Asociación de condensadores en paralelo tras añadir la red equivalente LC de una línea de transmisión corta

cualquier capa de la estructura.

$$C_{ei} = C'_i - \frac{\mathcal{E}_0 \mathcal{E}_r (h_{s2(i-1)} + h_{s1i})}{2} \quad (3.24)$$

Siguiendo un razonamiento similar al de la subsección 3.4.3, en los extremos del circuito, las asociaciones de condensadores se realizan solamente entre dos elementos. Las expresiones correctas para estos casos se muestran en las ecuaciones 3.25a y 3.25b.

$$C_{e1} = C'_1 - \frac{\mathcal{E}_0 \mathcal{E}_r h_{s11}}{2} \quad (3.25a)$$

$$C_{eN} = C'_N - \frac{\mathcal{E}_0 \mathcal{E}_r h_{s2(N-1)}}{2} \quad (3.25b)$$

3.6. Circuito final

En la figura 3.15, se muestra el circuito diseñado para un filtro paso banda de orden N genérico utilizando elementos capacitivos e inductivos.

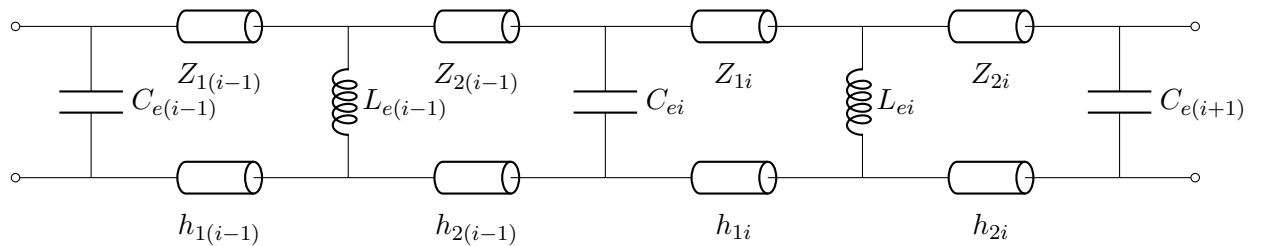


Figura 3.15: Modelo circuital final para el filtro paso banda

Aunque no se puede apreciar en el circuito al mostrarse un orden genérico, en los extremos se colocan líneas de transmisión con una impedancia característica igual a la del medio que rodea a esta estructura. En el caso de estar rodeada de vacío, como se hará en el capítulo 4, esta impedancia Z_0 será 377Ω .

A continuación, siempre se colocará un condensador en paralelo, con valor C_{ei} , que servirá para modelar la primera capa de parches capacitivos. Después, se utiliza una línea de transmisión corta para representar el sustrato dieléctrico que separa los parches capacitivos de las rejillas inductivas. Esta línea tendrá una impedancia característica Z_{ni} y una longitud h_{ni} . Posteriormente, se añade una bobina en paralelo, con valor L_{ei} , como modelo de la capa de rejilla inductiva. Esta estructura continúa del mismo modo dependiendo del orden del filtro, aunque siempre terminando con un condensador en paralelo y con una línea de transmisión para modelar el medio.

Este tipo de diseños circuitales estarán formados por N condensadores, $N - 1$ bobinas y $2N - 2$ líneas de transmisión para la separación, además de 2 líneas semi-infinitas a los extremos.

Aunque hasta esta sección se han presentado distintas ecuaciones para un cálculo casi directo de los elementos del circuito, en el siguiente capítulo se comprobará que las aproximaciones realizadas en las distintas transformaciones supondrán una fase adicional de ajuste para obtener la respuesta deseada.

DISEÑO DE CIRCUITOS EQUIVALENTES

En este capítulo se aplica el método circuital desarrollado para conocer el comportamiento de un filtro paso banda con unas características determinadas. Se utiliza software propio para realizar los cálculos y crear los circuitos necesarios en *Advanced Design System (ADS)*. Tras una serie de ajustes, se presentan los valores de los elementos circuitales y se simula la respuesta en frecuencia del filtro.

4.1. Introducción

Se decide diseñar un filtro banda de orden $N = 3$ con un rizado de 0,1 dB a partir de los parámetros del prototipo normalizado paso bajo de Chebychev.

El rango de frecuencias para la banda de paso es de 9,64 GHz a 11,99 GHz. Utilizando las ecuaciones 3.1, se obtiene la frecuencia central y el ancho de banda fraccional del filtro paso banda.

Respecto a las características del sustrato dieléctrico, necesarias para la implementación de las líneas de transmisión del modelo circuital, se determina que la constante dieléctrica ϵ_r es igual a 10. Esta decisión se detallará en la sección 6.1.

N	f_0	Δ	ϵ_r
3	10,76 GHz	0,218	10

Tabla 4.1: Orden del filtro, frecuencia central, ancho de banda fraccional y constante dieléctrica

4.2. Prototipo paso bajo

Inicialmente, para realizar el diseño del prototipo paso bajo, hay que obtener los valores de g . Se puede realizar a partir de la función desarrollada o consultando directamente tablas [4]. En la tabla 4.2 se muestran los valores obtenidos.

A partir de estos valores, se deduce que el circuito será simétrico. Por tanto, los circuitos, gráficas y tablas que aparecen en las siguientes secciones recogerán únicamente los valores necesarios de

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4
1	1,0316	1,1474	1,0316	1

Tabla 4.2: Parámetros del prototipo normalizado paso bajo de Chebyshev de orden 3 con rizado de 0.1 dB

acuerdo con esta simetría.

Por otra parte, del mismo modo que se indica en la sección 3.1, se comienza por un elemento en paralelo.

4.3. Transformación paso banda

Utilizando las ecuaciones 3.2 y 3.3, se obtienen los siguientes valores para las bobinas y los condensadores:

L_1	C_1	L_2	C_2
1.180 nH	185.5 fF	29.32 nH	7.467 fF

Tabla 4.3: Bobinas y condensadores tras la transformación paso banda

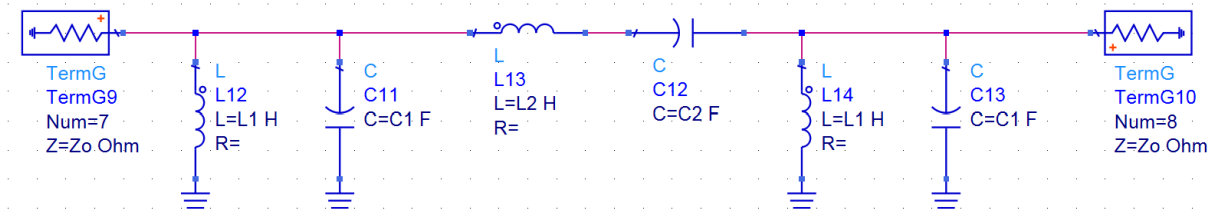


Figura 4.1: Circuito de la transformación paso banda en ADS

Como se puede observar en la figura 4.2, se obtienen los resultados esperados, con una banda de paso entre las frecuencias previamente definidas y un rizado de aproximadamente 0.1 dB.

4.4. Inversores de admitancia

En primer lugar, se utiliza el elemento *Chain*, que permite añadir un circuito a la cadena en función de su matriz ABCD, definida en 3.11. A continuación, se sustituye directamente por el equivalente π con bobinas. Finalmente, se asocian elementos, obteniendo un circuito como el de la figura 3.8.

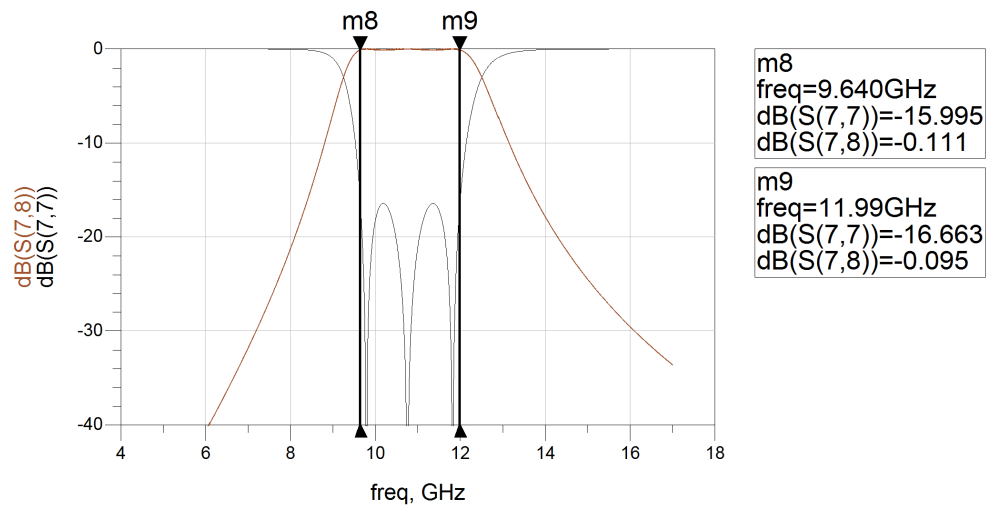


Figura 4.2: Resultados tras la transformación paso banda en ADS

4.4.1. Valores de los condensadores y las bobinas en paralelo

Como se explicó en la sección 3.3.3, el valor de las bobinas y de los condensadores es de libre elección, siempre dentro de un margen razonable. Esta decisión condicionará el resultado final del filtro, tras añadir las líneas de transmisión que modelan los sustratos dieléctricos. Por otra parte, se comprueba que los resultados de los parámetros S son independientes del valor de las bobinas y condensadores (tras rehacer los cálculos correspondientes) para los pasos anteriores.

Para facilitar el proceso de diseño del filtro, se toman una serie de decisiones con el objetivo de reducir el número de variables. En primer lugar, el valor de las bobinas siempre estará fijado en función del valor de los condensadores, usando la ecuación 3.10. Respecto a los condensadores, los dos de los extremos serán fijos, al no colocar inversores entre $TermG$ y el elemento más próximo. Sus valores vendrán dados por la fórmula 3.3b. Por tanto, el único valor modificable será el del condensador central. A su vez, cambiará el valor de la bobina central.

En la tabla 4.4, se muestran los valores calculados y seleccionados para esta sección.

L'_1	C'_1	L'_2	C'_2
1.180 nH	185.5 fF	0.602 nH	364 fF

Tabla 4.4: Valores de los condensadores y bobinas del filtro paso banda tras introducir los inversores de admitancia

4.4.2. Resultados con elemento Chain

En la figura 4.4 se representan con una línea continua los parámetros S del filtro con el elemento *Chain* como inversor de admitancia. También se muestran los resultados de la figura 4.1 con una línea

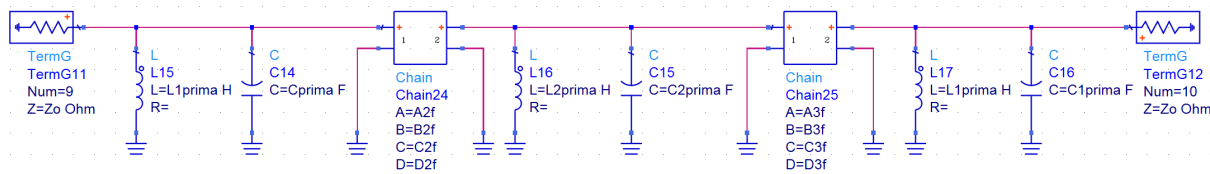


Figura 4.3: Circuito usando inversores de admitancia con el elemento Chain de ADS

de puntos. Como cabía esperar, al tratarse de un inversor ideal, los resultados son iguales para ambos casos.

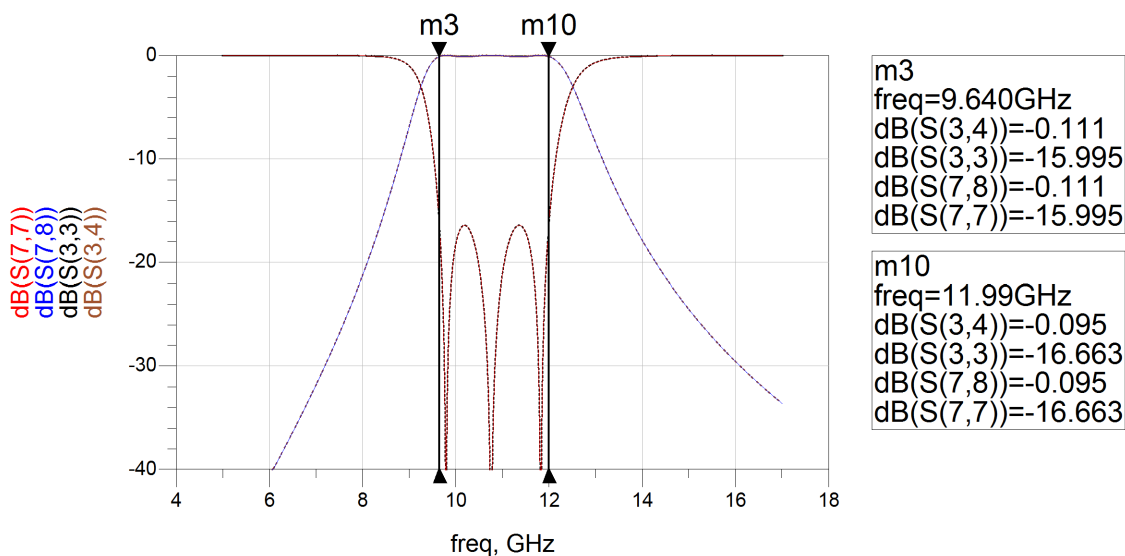


Figura 4.4: Resultados para el inversor de admitancia usando el elemento Chain

4.4.3. Resultados utilizando el equivalente π con bobinas

En esta fase del diseño se introducen en el circuito bobinas para implementar los inversores de admitancia. Posteriormente, se realizan las asociaciones explicadas en la sección 3.3.5.

L_{p1}	L_{j1}	L_{p2}
1.634 nH	4.200 nH	0.825 nH

Tabla 4.5: Valores para el equivalente π con bobinas

En la figura 4.6 se observa que los resultados son distintos a los obtenidos en la sección anterior. La banda de paso se desplaza ligeramente hacia frecuencias menores y la respuesta del filtro fuera de esta banda es distinta.

Sin embargo, es el comportamiento esperado al implementar los inversores J que dependen de la frecuencia y con bobinas reales. Como se indica en [6], este tipo de estructuras solo son válidas

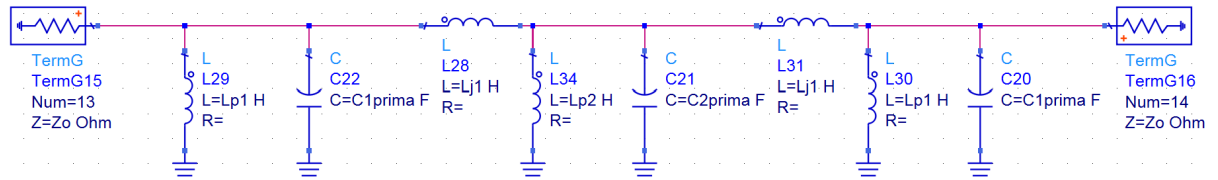


Figura 4.5: Circuito con inversores de admitancia utilizando el equivalente π con bobinas en ADS

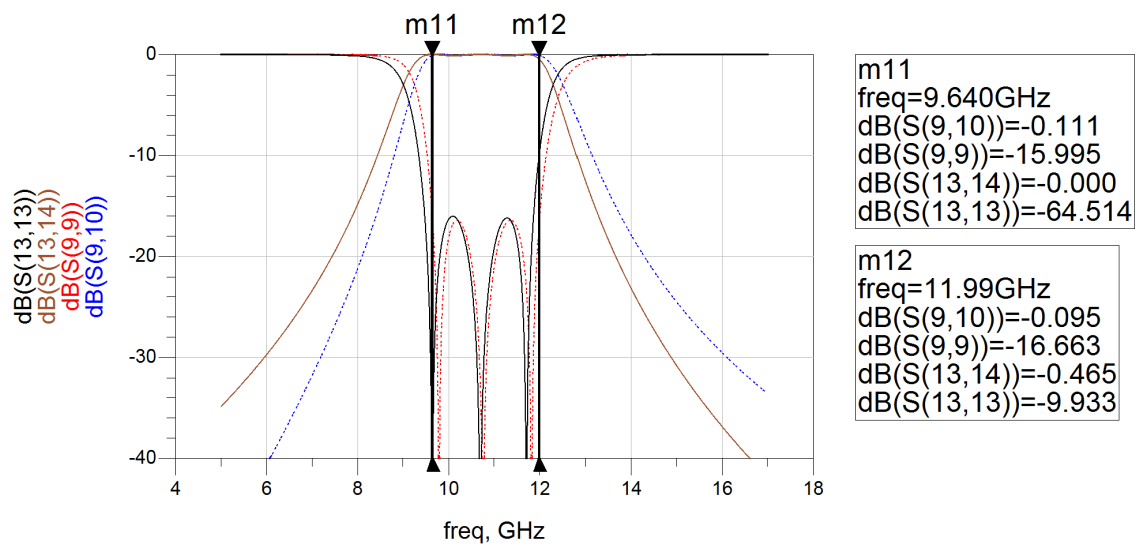


Figura 4.6: Resultados para el inversor de admitancia utilizando el equivalente π con bobinas en ADS

para anchos de banda de hasta aproximadamente el 20 %. Con los datos iniciales de la tabla 4.1, se obtienen unos buenos resultados para la banda de paso.

Una de las causas que provocan que no se obtenga el mismo resultado que en la figura 4.4 es la inductancia mutua entre bobinas. Al conectar dos o más elementos inductivos en paralelo, el acoplamiento magnético entre ellos puede variar la inductancia total. Esta inductancia mutua normalmente viene definida por un valor M , pero no se dispone de este al realizar el diseño. Debido a este fenómeno, es necesario un ajuste manual de los valores de las nuevas asociaciones de bobinas para situar la banda de paso entre las frecuencias deseadas.

4.5. Transformación π -T

Para calcular los valores necesarios para el circuito, se utilizan las ecuaciones 3.18, 3.19 y 3.20, según esté situado cada elemento (en los extremos o en el centro).

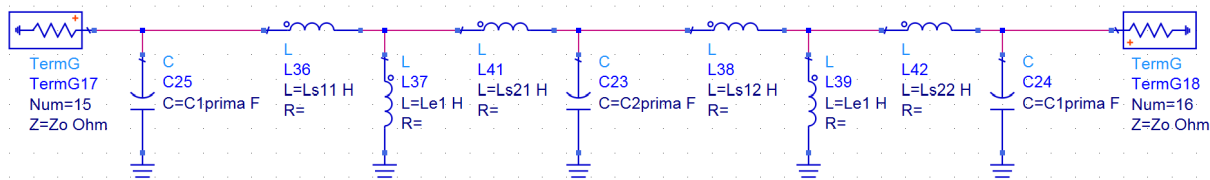


Figura 4.7: Circuito tras la transformación π -T en ADS

L_{e1}	L_{s11}	L_{s21}	L_{s12}	L_{s22}
360.3 pH	916.7 pH	926.2 pH	926.2 pH	916.7 pH

Tabla 4.6: Parámetros de la transformación π -T

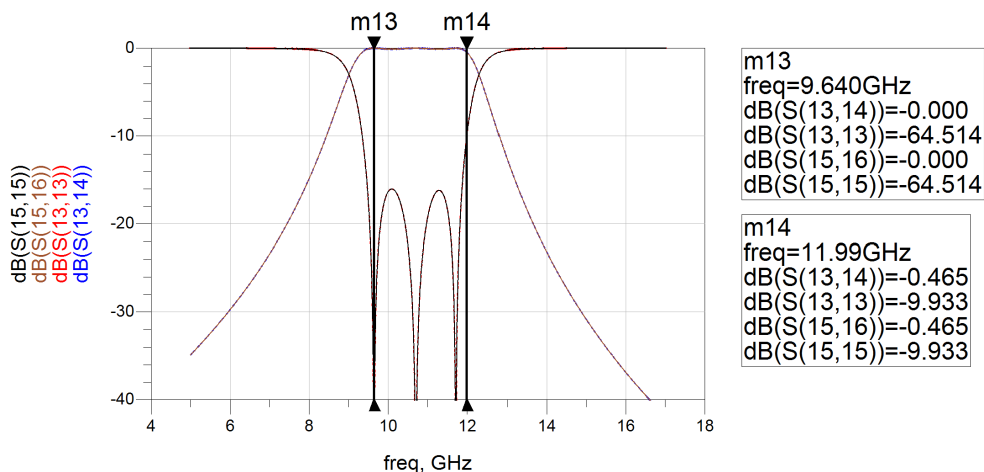


Figura 4.8: Resultados de la transformación π -T en ADS

Como se puede observar en la figura 4.8, el resultado es idéntico al de la sección anterior.

4.6. Circuito con líneas de transmisión

Para diseñar este filtro paso banda usando superficies selectivas en frecuencia, en el capítulo 3 se han realizado varias aproximaciones que han afectado a la respuesta del filtro. Por ejemplo, en la figura 4.8 la banda de paso está ligeramente desplazada hacia frecuencias inferiores. Por otra parte, como se explica en la subsección 3.5.2, la red equivalente LC para una línea de transmisión de longitud corta está diseñada bajo ciertas condiciones y con gran uniformidad en las distintas capas.

Por tanto, será necesario realizar distintos ajustes en los valores de los elementos del circuito para obtener la banda de paso y el rizado deseados. En esta sección, se discutirán las distintas estrategias seguidas para la mejora de la respuesta en frecuencia final.

4.6.1. Estructura del circuito en ADS

El circuito en ADS se muestra en la figura 4.9.

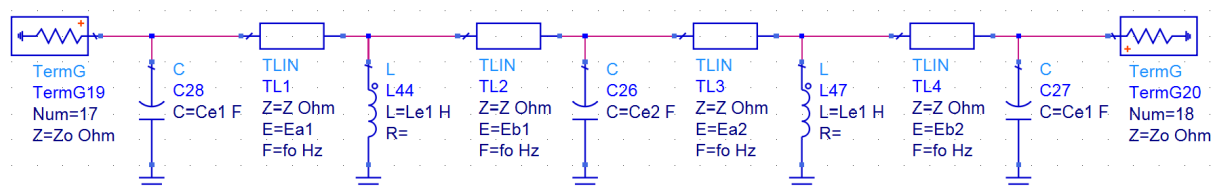


Figura 4.9: Circuito con líneas de transmisión en ADS

Se obtiene un circuito con la misma configuración que el modelo circuital final de la figura 3.15. Los condensadores modelan las capas de parches capacitivos, las bobinas simulan el comportamiento de las rejillas inductivas y las líneas de transmisión actúan como sustrato dieléctrico entre capas.

Como se ha mencionado en la subsección 3.5.1, los sustratos se pueden identificar fácilmente gracias a las relaciones entre los parámetros del sustrato dieléctrico y los de las líneas de transmisión.

4.6.2. Desplazamiento de frecuencia

Uno de los efectos más destacados tras añadir las líneas de transmisión es un desplazamiento hacia frecuencias menores. Concretamente, se produce una desviación de hasta el 10 %.

Tras analizar distintas aproximaciones para resolver el problema, se constata que la solución más sencilla es rehacer el diseño inicial a una frecuencia central mayor que la deseada. De este modo, al introducir las líneas de transmisión en el paso final, la banda de paso estará situada en las frecuencias adecuadas.

En la tabla 4.7 se muestran los valores obtenidos tras esta transformación. Al tratarse de un circuito

simétrico, $E_{a1} = E_{b2}$ y $E_{a2} = E_{b1}$. Los valores de E_{bi} no se mostrarán en las tablas.

f_0	Z	C_{e1}	C_{e2}	L_{e1}	E_{a1}	E_{a2}
11.46 GHz	119.218 Ω	182.635 fF	357.175 fF	292.5 pH	28.18	28.65

Tabla 4.7: Valores de los elementos del circuito tras el desplazamiento en frecuencia

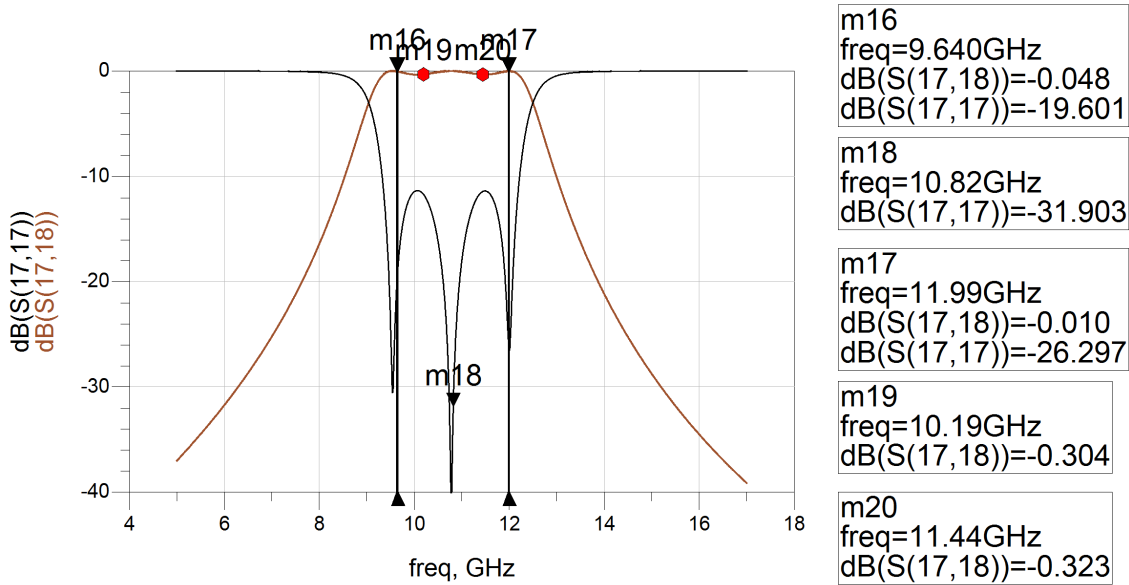


Figura 4.10: Resultados tras desplazamiento en frecuencia

En la figura 4.10 se observa que el filtro paso banda está correctamente centrado, aunque la banda de paso es ligeramente más ancha de lo deseado y se supera el rizado máximo de 0,1 dB.

4.6.3. Ajuste de las agrupaciones en paralelo de bobinas

En la sección 4.4.3 se analizó cómo la inductancia mutua entre bobinas, tras sustituir los inversores de admitancia por sus equivalentes π , afectaba a la respuesta del filtro. Sus efectos están presentes también tras añadir las líneas de transmisión. Para mejorar los resultados, se modifican los valores de las bobinas en paralelo de la figura 4.5.

L_{p1}	L_{p2}
1.357 nH	0.694 nH

Tabla 4.8: Ajuste de las agrupaciones en paralelo de bobinas

En la figura 4.11, la respuesta en frecuencia del filtro paso banda mejora ligeramente. La banda ya está centrada entre las frecuencias deseadas y el rizado es menor. Sin embargo, es posible mejorar este resultado realizando directamente un ajuste de los valores de los elementos del circuito final.

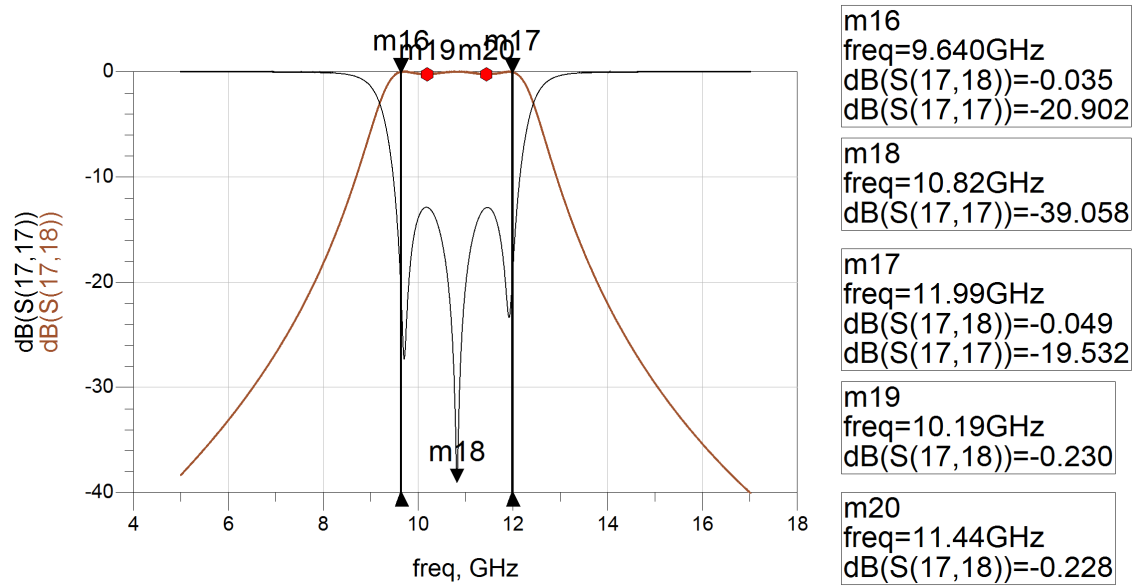


Figura 4.11: Resultados tras ajuste de las agrupaciones en paralelo de bobinas

4.7. Circuito final

El circuito final diseñado en este capítulo coincide con el modelo circuital definido en la sección 3.6. Se particulariza con un orden $N = 3$ y con una impedancia $Z_0 = 377\Omega$.

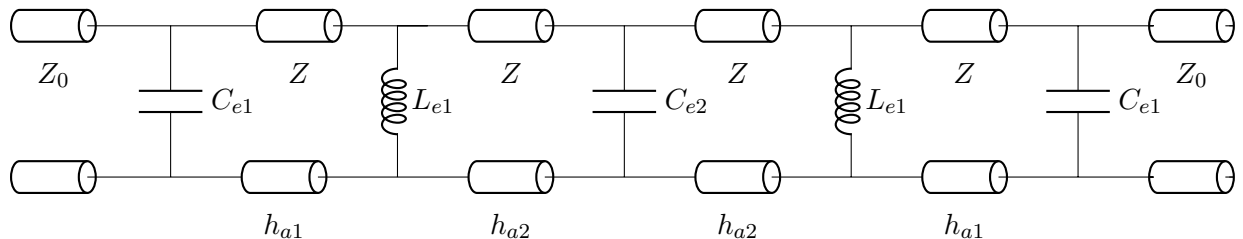


Figura 4.12: Representación final del modelo circuital para el filtro paso banda

Para obtener los valores definitivos de los elementos del circuito a partir de las secciones anteriores, se actúa directamente sobre el circuito final. Los valores de Z_0 (impedancia del medio) y Z (impedancia de las líneas de transmisión que modelan los sustratos dieléctricos) se mantienen sin ningún cambio, mientras que los valores de los condensadores, bobinas y longitudes de las líneas se modifican.

El objetivo en esta sección es mejorar la respuesta del filtro, manteniendo la banda de paso centrada entre las frecuencias definidas en este capítulo y cumpliendo con el rizado máximo.

Se utiliza la herramienta *Tuning* (afinación) de ADS, que permite realizar cambios paramétricos rápidamente, sin necesidad de volver a simular el diseño completo. De este modo, se comprueba que el resultado mejora si se reduce el valor de C_{e1} y C_{e2} y se aumenta el de L_{e1} . La longitud física de las líneas de transmisión también se aumenta ligeramente.

En la tabla 4.9 se muestran los valores utilizados para el filtro paso banda. La atenuación del filtro se muestra en la figura 4.13.

Z_0	Z	C_{e1}	C_{e2}	L_{e1}	h_{a1}	h_{a2}
377 Ω	119.218 Ω	123.889 fF	246.236 fF	369.5 pH	0.862 mm	0.857 mm

Tabla 4.9: Valores de los elementos del circuito equivalente final

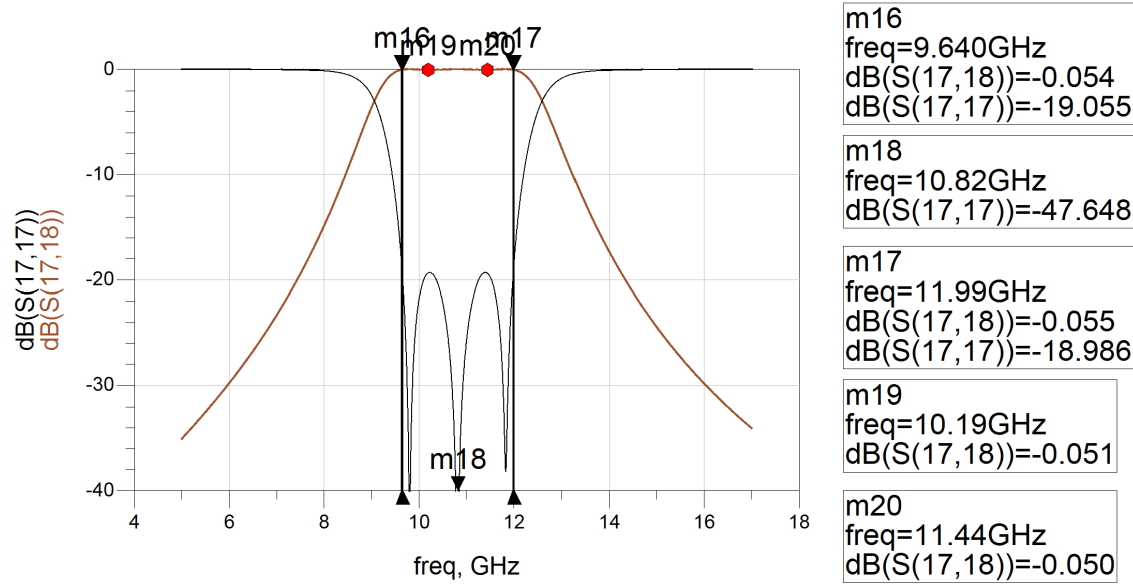


Figura 4.13: Respuesta en frecuencia final del filtro paso banda con el modelo circuital

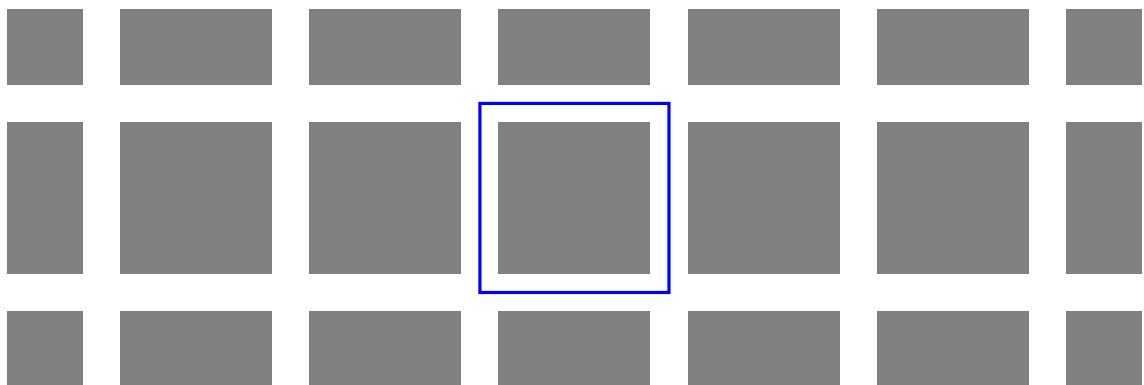
Si se comparan estos resultados con los de la sección anterior, se aprecia una clara mejora. Con la banda de paso correctamente centrada entre 9,64 GHz y 11,99 GHz, se consigue mejorar el rizado.

TRANSFORMACIÓN DEL MODELO

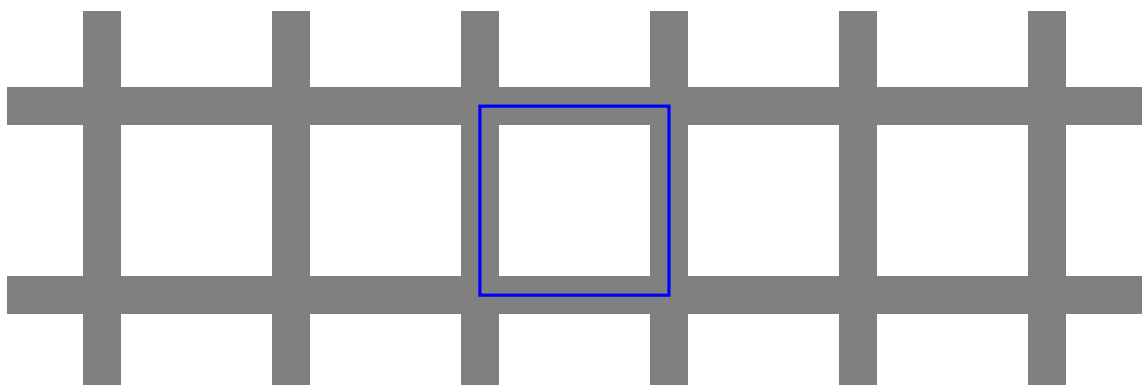
CIRCUITAL A LA ESTRUCTURA FÍSICA

En este capítulo se explicará cómo se utilizan los valores obtenidos a partir del modelo circuital para definir la estructura física de las diferentes capas del filtro paso banda.

5.1. Modelo físico



(a) Capa de parches capacitivos



(b) Capa de slots inductivos

Figura 5.1: Parches capacitivos y rejillas inductivas para el filtro paso banda. En color azul se recuadra la celda unidad de cada capa.

En la figura 5.1 se muestra la estructura equivalente para el modelo circuital diseñado en el capítulo 3. A partir del orden requerido para el filtro, se obtiene el número de capas necesarias, como se indica en la sección 3.5. Sabiendo que un condensador equivale a una capa de parches capacitivos, una bobina equivale a una capa de rejilla inductiva y una línea de transmisión corta equivale a un sustrato dieléctrico, se obtienen los valores de la tabla 5.1.

Orden del filtro	Capas de parches	Capas de slots	Sustratos dieléctricos
N	N	$N - 1$	$2N - 2$

Tabla 5.1: Número de capas del filtro según su orden

5.2. Dimensiones para el modelo físico

5.2.1. Tamaño de la celda unidad de la estructura

Como se puede observar en la figura 5.1, cada capa de parches o slots está formada por celdas unidad que se repiten periódicamente en 2 dimensiones. La única condición que debe cumplir la celda unidad es que sea del mismo tamaño tanto para los parches capacitivos como para los slots inductivos. Si no se diseñase de este modo, las distintas capas no se apilarían correctamente y la respuesta del filtro no sería la deseada.

Por otra parte, como se puede comprobar en la ecuación 5.3, la periodicidad de la celda unidad y la separación entre parches están relacionadas. Tras la decisión del tamaño de la celda unidad, se debe comprobar que es viable fabricar la capa de parches capacitivos con la separación obtenida y ajustada. Se puede llegar a la misma conclusión analizando la relación entre la periodicidad y la anchura de la rejilla inductiva con la ecuación 5.6.

5.2.2. Transformación del modelo circuital al físico

Esta transformación parte de la premisa de que, en las capas de parches capacitivos, la separación entre elementos es pequeña en comparación con el tamaño de cada parche [3]. De este modo, se puede considerar que las capas de parches se acercan a la isotropía. Se muestra un ejemplo en la figura 2.1(a), donde w es mucho menor que D .

Para las rejillas inductivas, el razonamiento es el mismo: lograr que la superficie sea lo más uniforme posible. Por tanto, el objetivo es reducir el ancho de los hilos de la rejilla. De nuevo, D debe ser mucho mayor que w . En la figura 2.1(b) se puede observar este caso.

Para tener mayor flexibilidad y mejores resultados, se usará s_i para referirse a la separación entre parches (w en la figura 2.1(a)) y w_i para referirse a la anchura de las rejillas inductivas (w en la figura

2.1(b)).

Puede parecer que estas conclusiones entran en contradicción con las de la subsección 5.2.1. A simple vista, la solución más acertada sería buscar una separación entre elementos lo suficientemente grande para que las capas metálicas puedan ser fabricadas, pero no demasiado grande para no alejarse de la deseada isotropía. No obstante, las fórmulas que se presentan en esta sección son una aproximación: una separación menor de los parches o una anchura menor para la rejilla no implica directamente que el resultado final sea mejor. En el capítulo 6 se aplicarán estos conocimientos para la transformación del modelo circuital de la figura 3.15 y se comprobará que es necesario realizar un gran reajuste de los valores.

5.2.3. Separación entre parches capacitivos

En primer lugar, se define la permitividad eléctrica absoluta del material como la del vacío multiplicada por la relativa.

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_0 \mathcal{E}_r \quad (5.1)$$

En la referencia [7], siguiendo el razonamiento de la subsección 5.2.2, se propone la ecuación 5.2 para relacionar, entre otras variables, la periodicidad de la celda unidad y la separación entre parches capacitivos.

$$C_i = \frac{2\mathcal{E}D}{\pi} \ln \left(\sin^{-1} \left(\frac{\pi s_i}{2D} \right) \right) \quad (5.2)$$

Despejando la ecuación 5.2, se obtiene s_i , la separación entre los parches de cada capa.

$$s_i = \frac{2D}{\pi} \arcsin \left(\exp \left(\frac{-\pi C_i}{2\mathcal{E}D} \right) \right) \quad (5.3)$$

5.2.4. Anchura de las rejillas inductivas

Se procede de modo similar al de la subsección anterior. Para empezar, se calcula la permeabilidad magnética absoluta como el producto de la del vacío por la absoluta. Para el tipo de filtros que se diseñarán con este procedimiento, se considerará que $\mu_r = 1$.

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (5.4)$$

Se utiliza la ecuación 5.5 propuesta en [7], que relaciona la periodicidad de la celda unidad con la anchura de las rejillas inductivas.

$$L_i = \frac{\mu D}{2\pi} \ln \left(\sin^{-1} \left(\frac{\pi \omega_i}{2D} \right) \right) \quad (5.5)$$

Despejando la ecuación 5.5, se obtiene ω_i , la anchura para la rejilla inductiva.

$$\omega_i = \frac{2D}{\pi} \arcsin \left(\exp \left(\frac{-2\pi C_i}{\mu D} \right) \right) \quad (5.6)$$

5.2.5. Análisis de las estructuras

Tras el diseño de estas superficies selectivas en frecuencia, es necesario analizar la respuesta en frecuencia de los filtros. Se puede utilizar software comercial como *CST Studio Suite*, que permite simular la estructura, tanto de forma manual como usando plantillas definidas, y obtener los parámetros S.

Sin embargo, para este trabajo se utiliza software desarrollado por el grupo RFCAS (RadioFrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas) de la Escuela Politécnica Superior de la UAM, para simular la estructura completa con un enfoque electromagnético. Este programa está basado en el **Método de los Momentos** (MoM), un sistema contrastado y muy eficiente computacionalmente.

DISEÑO DE UNA SUPERFICIE SELECTIVA

EN FRECUENCIA CON RESPUESTA PASO

BANDA

En este capítulo se utiliza el software de RFCAS basado en el Método de los Momentos para simular la estructura física completa. Para agilizar la necesaria tarea de ajuste de valores, se desarrollan scripts que facilitan el cálculo, la simulación y la representación de los resultados. Finalmente, se compara este método con el modelo circuital mostrado previamente.

6.1. Materiales utilizados

Para simular esta estructura, es necesario conocer previamente las características de los materiales que se utilizarían para la fabricación. Para los sustratos dieléctricos, se decide tomar los valores del material $CEr-10$, un laminado no metálico utilizado frecuentemente para la fabricación de filtros y estructuras pasivas. Los datos necesarios para este capítulo se extraen de la hoja de características proporcionada por *Taconic Advanced Material* y se presentan en la figura 6.1.

CEr-10 Typical Values					
Property	Test Method	Unit	Value	Unit	Value
Dielectric Constant (Nominal)	IPC-TM-650 2.5.5.6		10.0		10.0
Dissipation Factor 10 GHz	IPC-TM-650 2.5.5.5.1		0.0035		0.0035

Figura 6.1: Valores de constante dieléctrica (Dielectric Constant) y tangente de pérdidas (Dissipation Factor) a 10 GHz del material Cer-10. Extraído de [8].

Al tratarse de una simulación por ordenador, se pueden utilizar directamente los valores de anchuras de la tabla 4.9. Sin embargo, si el filtro estuviese destinado a la fabricación, sería necesario prestar especial atención a la disponibilidad de sustratos comerciales. Una posible solución sería repetir parte del diseño para lograr una anchura similar a una existente para fabricar.

En la tabla 6.1 se resumen las características de los materiales utilizados en este modelo.

\mathcal{E}_r	$\tan\delta$	h_1	h_2
10	0,0035	0,862 mm	0,857 mm

Tabla 6.1: Especificaciones de los materiales utilizados para la simulación electromagnética con el software MoM

6.2. Primera aproximación

Con todos los valores obtenidos en el capítulo 4 y mostrados en la tabla 4.9, además de las características de los materiales de la tabla 6.1, se pueden obtener las dimensiones físicas de las celdas unidad para los parches capacitivos y las rejillas inductivas.

Se decide usar inicialmente un lado de 3,5 mm para la periodicidad de las celdas unidad.

Se utilizan las ecuaciones 5.3 y 5.6. Los valores obtenidos se muestran en la tabla 6.2. En principio, no habría problemas para fabricar parches y rejillas con estas anchuras.

D	s_1	w_1	s_2
3,5 mm	1,253 mm	1,406 mm	0,648 mm

Tabla 6.2: Primera aproximación para la separación entre parches y anchura de la rejilla

A continuación, se introducen los valores en el software *MoM* para simular la estructura usando el método de los momentos. Se guarda el resultado de los parámetros S en un fichero, se lee y se representa. También se compara con el obtenido a partir del modelo circuital, que se representa con una línea de menor grosor. En la figura 6.2 se muestra esta comparación.

Como se puede observar en la figura 6.2, los resultados obtenidos en la primera aproximación distan mucho de los deseados. Aunque parece que está aproximadamente centrado a la frecuencia de diseño, la banda de paso es muy estrecha y no actúa como un filtro de tercer orden.

Uno de los principales motivos por los que se obtiene una respuesta tan mala es la aproximación usada con las ecuaciones 5.2 y 5.5. Como se indica en [2], esas fórmulas están creadas para modelar capas aisladas. Sin embargo, en el filtro diseñado en este capítulo se encuentran a menos de 1 mm de distancia y el efecto es notable.

Otro posible motivo está relacionado con los valores obtenidos a partir de las ecuaciones 5.3 y 5.6. Siguiendo el mismo razonamiento que en la subsección 5.2.2, la separación entre parches y la anchura de las rejillas deben ser pequeñas en comparación con el tamaño de la celda unidad. Las distancias que aparecen en la tabla 6.2 podrían ser menores para mejorar los resultados.

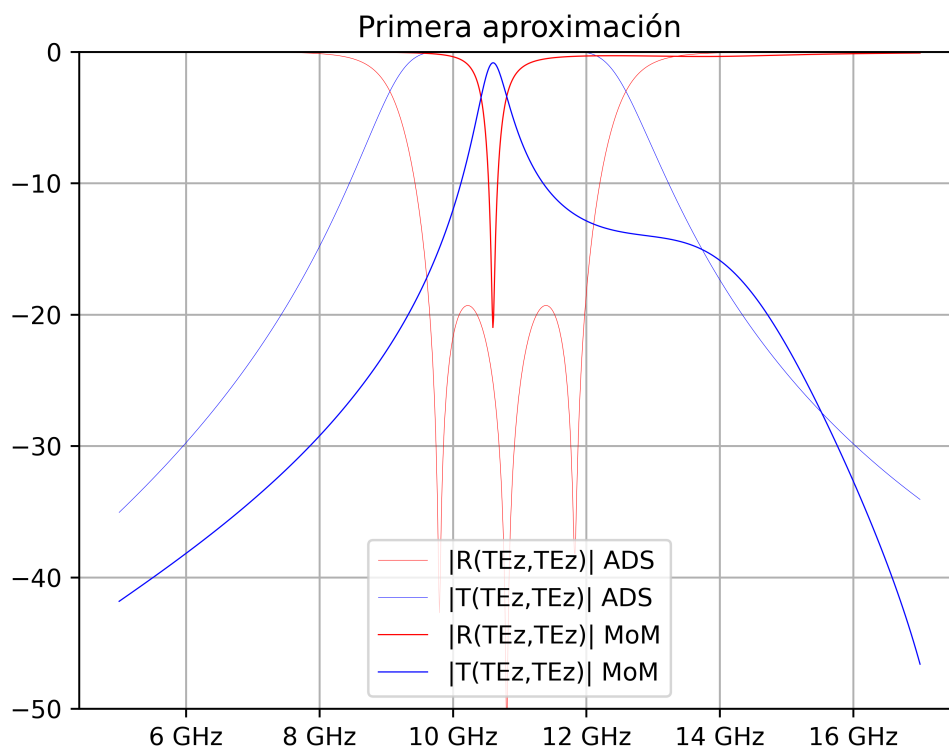


Figura 6.2: Resultados de la primera aproximación del filtro usando el método de los momentos

6.3. Optimización

En esta sección se explica el procedimiento seguido para pasar de la primera aproximación a las dimensiones de la estructura física final del filtro paso banda.

6.3.1. Programa desarrollado para la optimización

Para mejorar los resultados, es necesario un proceso de **ajuste de los valores de entrada** del software del método de los momentos (*MoM*). Este programa recibe los parámetros mediante un archivo de datos y se ejecuta por terminal. Los parámetros *S* se guardan en otros 2 archivos, que tienen que ser leídos con un script de MATLAB. Al no existir una interfaz para realizar modificaciones y pruebas rápidamente, se desarrolla un programa en Python para facilitar el proceso de optimización.

El **programa desarrollado** recibe los resultados del modelo circuital, realiza los cálculos correspondientes para obtener todas las dimensiones físicas, crea el fichero de entrada de *MoM* y ejecuta el programa. Finalmente, lee los archivos con parámetros *S* y exporta una gráfica de comparación entre el modelo circuital y el método de los momentos. También se crean 2 variaciones del programa con un sistema para realizar varias simulaciones en base a unos **porcentajes de variación** definidos por el usuario sobre los datos de la simulación anterior.

6.3.2. Criterios utilizados para las modificaciones de valores

El primer objetivo es modificar los valores de la tabla 6.2 junto a las anchuras de los sustratos dieléctricos de la tabla 6.1 para conocer los efectos de cada variación. Una de las primeras conclusiones a las que se llega es que tanto la distancia entre parches como la anchura de las rejillas es demasiado grande en la primera aproximación.

Por tanto, se reduce progresivamente el valor de s_1 , w_1 y s_2 para aumentar el ancho de banda y centrarlo en la frecuencia deseada. Este método supone reajustar también las anchuras de los sustratos dieléctricos. Por ejemplo, un pequeño aumento de la distancia entre las capas de slots y las capas de parches exteriores supone un desplazamiento de la banda de paso hacia frecuencias superiores, mientras que con los sustratos pegados a los parches interiores ocurre lo contrario.

Una vez obtenido un resultado razonable, se realizan distintos barridos con la segunda opción del programa desarrollado. El usuario puede seleccionar una variable, indicar el porcentaje máximo de variación de su valor y el paso a utilizar. Después, se guardan las gráficas de todas las simulaciones en una carpeta independiente, comparando el resultado del método de los momentos con el del circuito equivalente, y un archivo de texto con un registro de los valores utilizados. El nombre de cada gráfica, tanto su título como el propio fichero, viene dado por los valores utilizados en cada simulación. Para cada prueba se selecciona el mejor valor obtenido, que queda guardado en el programa para poder realizar el barrido con otra variable.

Finalmente, se utiliza la tercera opción del programa, que simula todos los valores posibles dentro de un pequeño porcentaje de variación definido. Para reducir el tiempo de espera para generar todas las gráficas, es recomendable reducir el número de puntos de frecuencia a simular. Posteriormente, se pueden repetir las representaciones deseadas con un paso menor. Tras realizar distintas pruebas para optimizar los valores, los mejores resultados se muestran en la sección 6.4.

6.4. Resultado final y comparación

En la tabla 6.3 aparecen las longitudes utilizadas para cada celda unidad, con la misma nomenclatura que en la figura 6.3. También se adjuntan las anchuras de los sustratos dieléctricos.

D	d_{C1}	d_{L1}	d_{C2}	h_1	h_2
3,5 mm	2,668 mm	2,469 mm	2,796 mm	0,899 mm	0,794 mm

Tabla 6.3: Dimensiones finales para el filtro paso banda

En la figura 6.3 se muestran las celdas unidad utilizadas para la simulación de la estructura final. El tamaño del lado de cada celda es de 3,5 mm y las longitudes d_{C1} , d_{L1} y d_{C2} aparecen con la medida proporcional en la figura.

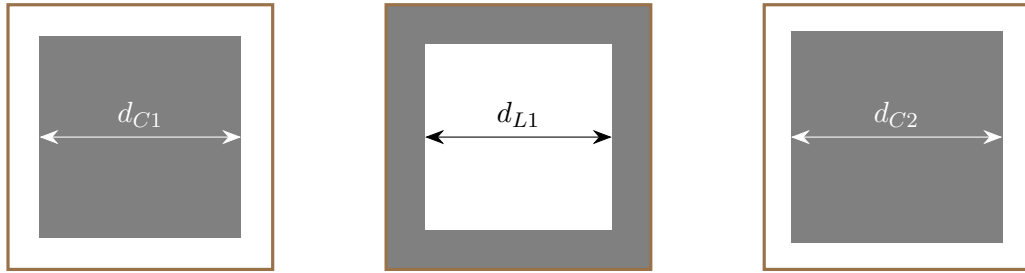


Figura 6.3: Dimensiones finales de las celdas unidad para los parches capacitivos de capas más externas (izquierda), de capas de rejilla inductiva (centro) y de capas de parches capacitivos más internas (derecha).

Los valores de constante dieléctrica y de la tangente de pérdidas no se cambian respecto a los mostrados en la tabla 6.1.

Definiendo las distancias como w_i (anchura de la rejilla) y s_i (separación entre parches), se pueden comparar los valores de la primera aproximación con los finales. En la tabla 6.4 se puede observar que la reducción de las distancias s_1 y w_1 han sido fundamentales para mejorar la respuesta del filtro. El resto de valores cambian ligeramente.

Versión	s_1	w_1	s_2	h_1	h_2
Primera aproximación	1,253 mm	1,406 mm	0,648 mm	0,862 mm	0,857 mm
Resultado final	0,416 mm	0,516 mm	0,704 mm	0,899 mm	0,794 mm

Tabla 6.4: Comparación de dimensiones entre la primera aproximación y el modelo final

En la figura 6.4 se muestra la respuesta final del filtro, comparando el modelo circuital del capítulo 3 con el calculado en este capítulo con el método de los momentos.

Como se puede observar, los resultados son muy similares. En ambos casos se obtiene una banda de paso correctamente centrada entre 9,64 GHz y 11,99 GHz, con una atenuación muy baja en esta zona. Dentro de esta banda, se comprueba que la atenuación es algo mayor usando el método de los momentos, debido a la introducción de la tangente de pérdidas al realizar la simulación. Las principales diferencias entre ambos modelos se encuentran fuera de la banda de paso y a frecuencias superiores.

Con ambos modelos se puede apreciar claramente que se trata de un filtro paso banda de orden 3. Se cumple con los objetivos previstos al inicio de los capítulos 4 y 6.

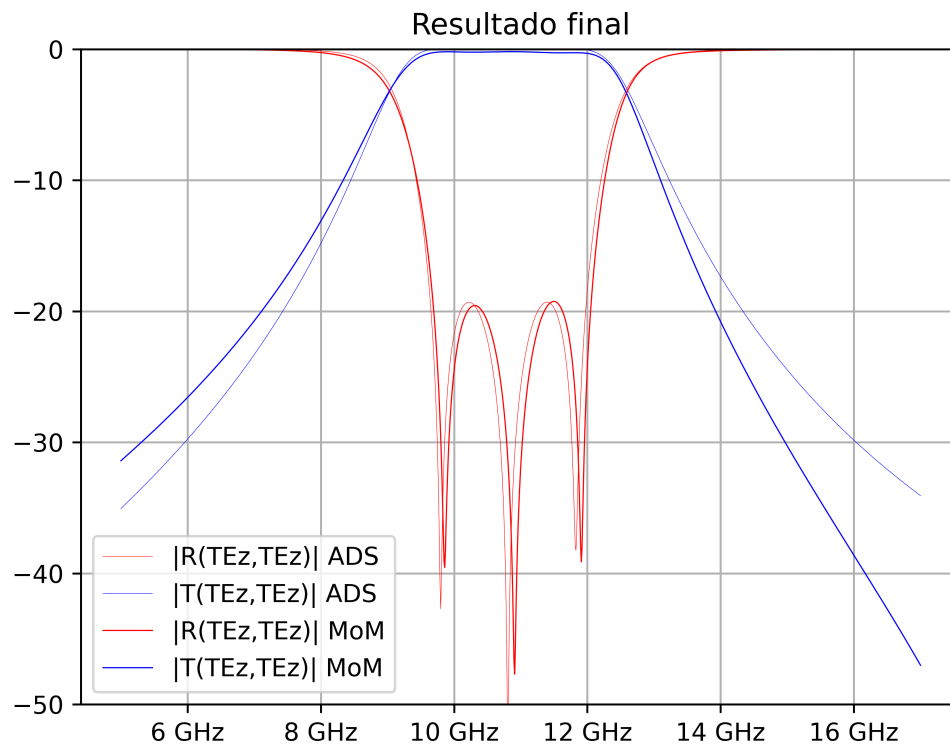


Figura 6.4: Atenuación del filtro paso banda con el modelo circuital (líneas delgadas) y con el método de los momentos (líneas gruesas)

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

En este capítulo se recogen las conclusiones más destacadas del trabajo y el trabajo futuro propuesto.

7.1. Conclusiones

Frente a métodos tradicionales de diseño de filtros paso banda con superficies selectivas en frecuencia, en este trabajo únicamente se utilizan elementos rectangulares no resonantes. Tras el desarrollo del capítulo 3, se obtiene un modelo circuital equivalente para un filtro de orden genérico y expresiones sencillas para calcular los valores de cada elemento. A continuación, se transforma el modelo circuital para obtener las dimensiones de la estructura física.

Se verifica el desarrollo anterior diseñando un filtro con un orden y un ancho de banda concretos. Durante la simulación de los circuitos equivalentes, se comprueba que es necesario realizar distintos ajustes de valores de los elementos para mantener la respuesta en frecuencia deseada, especialmente tras añadir las líneas de transmisión cortas que modelan los sustratos dieléctricos.

Al diseñar la estructura física, la respuesta en frecuencia del filtro utilizando directamente las expresiones no es la esperada, debido a las aproximaciones realizadas y a la reducida distancia entre capas. Por tanto, es necesario un proceso de optimización para recuperar el comportamiento paso banda del filtro de tercer orden.

Finalmente, se comprueba que los resultados obtenidos en ambos casos son muy similares, cumpliendo con los objetivos propuestos. Se logra diseñar el filtro sin necesidad de elementos resonantes y con un grosor muy reducido en comparación con las técnicas habituales.

7.2. Trabajo futuro

Este trabajo se ha centrado en el diseño de filtros paso banda utilizando elementos no resonantes, con parches capacitivos y rejillas inductivas. Por tanto, se han diseñado circuitos equivalentes y su

posterior transformación física. Para el futuro, se propone utilizar elementos resonantes, como circuitos LC en serie o en paralelo. Estos elementos requerirían otros modelos circuitales y circuitos equivalentes más complejos. Además, las celdas unidad adoptarían otras formas, como las que aparecen en la figura 7.1.

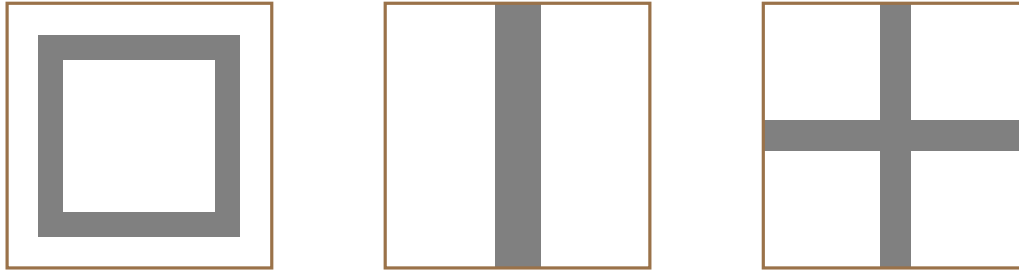


Figura 7.1: Ejemplos de celdas unidad para elementos resonantes. Lazo cuadrado (izquierda), dipolo (centro) y cruz (derecha).

Otro posible trabajo futuro es diseñar una estructura que sea capaz de realizar un filtrado independiente para cada polarización [9]. Para lograr este efecto, las celdas unidad serían como las de la figura 6.3 pero asimétricas, con distintas separaciones entre parches o anchuras de las rejillas según x o y . Los circuitos equivalentes serían iguales que los diseñados en el capítulo 4, pero con valores distintos para los elementos de cada uno. De este modo, la estructura respondería de modo distinto según fuese la polarización.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] S. Narayan, B. Sangeetha, and R. Jha, *Frequency Selective Surfaces-Based High Performance Microstrip Antenna*. 01 2015.
- [2] M. A. Al-Joumayly and N. Behdad, "A generalized method for synthesizing low-profile, band-pass frequency selective surfaces with non-resonant constituting elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 12, pp. 4033–4041, 2010.
- [3] O. Luukkonen, C. Simovski, G. Granet, G. Goussetis, D. Lioubtchenko, A. V. Raisanen, and S. A. Tretyakov, "Simple and accurate analytical model of planar grids and high-impedance surfaces comprising metal strips or patches," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1624–1632, 2008.
- [4] A. I. Zverev, *Handbook of filter synthesis*. New York: John Wiley & Sons, 1967.
- [5] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Hoboken: John Wiley, 4th ed. ed., 2012.
- [6] G. L. Matthaei, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Artech House microwave library, Norwood: Artech House, 1980.
- [7] F. Costa, A. Monorchio, and G. Manara, "An overview of equivalent circuit modeling techniques of frequency selective surfaces and metasurfaces," *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 29, 12 2014.
- [8] Taconic, "Cer-10 Data Sheet." <https://www.agc-multimaterial.com/page/cer-10-317.html>, 2021. [En línea; descargado 02/03/2021].
- [9] S. M. A. Momeni Hasan Abadi and N. Behdad, "Wideband linear-to-circular polarization converters based on miniaturized-element frequency selective surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 2, pp. 525–534, 2016.

